Entwicklung eines Si-Mikrostreifendetektors für das 169°-Spektrometer am S-DALINAC

Dem Fachbereich Physik
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung des Grades
eines Doktors der Naturwissenschaften
(Dr. rer. nat.)

vorgelegte

D i s s e r t a t i o n

angefertigt von

Dipl.–Phys. Alexander Wilhelm Lenhardt
aus Langen

November 2004

Darmstadt
D 17

Referent:	Professor Dr. rer. nat. Dr. h.c. mult. A. Richter
Korreferent:	Professor Dr. rer. nat. A. Zilges
Tag der Einreichung:	23. November 2004

Diese Arbeit widme ich meinen Eltern
Klaus und Ingrid Lenhardt

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Detektorsystem für das 169°-Spektrometer am S-DALINAC entwickelt, in Betrieb genommen und in ersten kernphysikalischen Messungen eingesetzt. Das neue Detektorsystem basiert dabei auf einem Siliziummikrostreifenzähler und stellt die Weiterentwicklung eines bereits früher vorgestellten Prototypen dieses Detektorkonzepts bis zur Anwendungsreife dar. Das neue Detektorsystem wurde so ausgelegt, daß die relative Energieauflösung des Gesamtsystems nur von der des Spektrometers mit angeschlossenem Strahltransportsystem von $3 \cdot 10^{-4}$ bestimmt wird.

Die Vorverstärkerelektronik, basierend auf dem Einsatz eines GASSIPLEX-ICs, wurde überarbeitet und das Signal-Rausch-Verhältnis durch ein neues Platinenlayout deutlich verbessert. Während der Prototyp nur Verhältnisse von 5:1 lieferte, werden jetzt Werte von 20:1 für minimalionisierende Elektronen erreicht. Der Übertragungsweg der analogen Meßwerte und digitalen Steuersignale wurde komplett überarbeitet, um die hier auftretenden hohen Signalgeschwindigkeiten von bis zu 10 MHz nutzen zu können. Außerdem wurde die Ableitung der Verlustwärme der Vorverstärkermodule optimiert, so daß ein problemloser Betrieb im Vakuum möglich ist.

Weiterhin wurde die Ausleseelektronik konsequent verbessert, vor allem hinsichtlich der Störanfälligkeit und der Geschwindigkeit durch Integration und Miniaturisierung der Elektronik. Die angestrebten Zählraten von 100 kHz werden jetzt sogar übertroffen und erlauben Messungen bei hohen Strahlströmen von bis zu 20 μA. Die Ausleseelektronik erreicht bei 30 kHz Zählrate eine Totzeit von nur 20%. Außerdem wurde die Elektronik um einen intelligenten Teil mit entsprechender Software erweitert. Dies macht nunmehr ein autonomes Arbeiten des Systems möglich und erlaubt es, verschiedenste Schnittstellen zum datenverarbeitenden PC zu nutzen. Ein zusätzlich entwickeltes Testsystem für die Vorverstärker nebst entsprechender Software komplettieren das System. Die Testplattform kann darüber hinaus als Entwicklungswerkzeug für Steuerungskonzepte am S-DALINAC genutzt werden.

Außerdem wurde der gesamte Experimentierplatz am 169°-Spektrometer einschließlich der zugehörigen Strahlführung für den Betrieb mit dem neuen Detekor umgerüstet. Es wurde zunächst das neue Detektorsystem, bestehend aus

Halbleiter- und Triggerdetektoren, mechanisch an das Spektrometer adaptiert. Die Strahlführung und die Streukammer wurden überarbeitet und modernisiert. An dem beschriebenen Gesamtsystem wurden dann im Rahmen von zwei mehrwöchigen Strahlzeiten Test-, Kalibrations-, Effizienz-, Auflösungs- und erste kernphysikalische Messungen vorgenommen. Diese belegen die Funktionstüchtigkeit des Systems, auch als dispersionsfreies Gesamtsystem im sog. Energieverlustmodus.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**

2 Beschleuniger S-DALINAC und die Experimentierplätze **4**

Teil I: Grundlagen

3 Magnetspektrometer zum Nachweis von Elektronen **7**

3.1 Funktionsweise im dispersiven Modus 7

3.2 Funktionsweise im Energieverlust-Modus 12

4 Wechselwirkung von Elektronen mit einem Si-Halbleiter **14**

Teil II: Aufbau des Experimentierplatzes

5 Experimentierplatz **18**

5.1 Spektrometer 18

5.2 Detektorsystem 21

5.2.1 Halbleiterdetektor 21

5.2.2 Detektorgehäuse 23

5.2.3 Triggerdetektor 26

5.3 Targetkammer 29

5.4 Strahlführung 31

6 Vorverstärker **34**

6.1 Funktionsweise 35

6.2 Vorverstärkerelektronik 37

6.3 Messungen 39

7 Ausleseelektronik **44**

7.1 Konzept 46

7.2 Realisierung der Hardware 49

7.3 Realisierung der Logik und Software 52

7.3.1 CPLD 53

7.3.2 FPGA 53

7.3.3 Mikroprozessor 54

7.4 Entwicklungssystem 57

7.5 Funktionstests 59

8 Experimente am Elektronenstrahl **61**

8.1 Analysesoftware 61

8.2 Relative Effizienz 62

8.3 Zählraten 63

8.4 Absolute Effizienz 64

8.5 Bestimmung der Auflösung 66

8.6 Magnetfeldeichung 69

9 Schlussbemerkung **72**

Literaturverzeichnis **73**

1 Einleitung

Kernstrukturuntersuchungen mittels inelastischer Elektronenstreuung und die Erzeugung intensiver Photonenquellen sind zwei bedeutende Einsatzgebiete eines Elektronenbeschleunigers. Der supraleitenden Darmstädter Elektronenlinearbescheuniger S-DALINAC [1–3] am Institut für Kernphysik (IKP) der TU Darmstadt stellt ein herausragendes Instrument zur Bearbeitung beider Forschungsgebiete dar [4–15]. In der Tat ist der S-DALINAC zur Zeit weltweit der einzige Elektronenbeschleuniger, an dem Kernstrukturphysik und die damit verbundenen astrophysikalischen Fragestellungen den Schwerpunkt des experimentellen Programms bildet. Der Energiebereich des S-DALINAC bis 130 MeV eignet sich hervorragend für die Anregung kollektiver Moden, wie z.B. der sog. „Scherenmode“ [16, 17] oder elektrischer und magnetischer Riesenresonanzen [17–22], die Aufschluß über die Dynamik des nuklearen Mediums geben.

Zum Nachweis und der Bestimmung des Impulses der gestreuten Elektronen kommen am S-DALINAC Magnetspektrometer zum Einsatz. Derzeit wird hauptsächlich das sog. QCLAM-Spektrometer [23] für kernphysikalische Experimente eingesetzt. Dank seiner großen Raumwinkel- und Impulsakzeptanz eignet es sich besonders für $(e, e'x)$-Koinzidenz- [4–7] und 180°-Streuexperimente [8–10].

Außerdem steht für die gezielte Untersuchung einzelner Kernanregungen in hochauflösenden (e, e')-Streuexperimenten [24–29] das sog. 169°- oder auch LINTOTT-Spektrometer [30–34] zur Verfügung. Es kann, wie das QCLAM-Spektrometer, im konventionell-dispersiven Modus [35–38] benutzt werden. Es zeichnet sich jedoch durch eine besondere Betriebsart, den sog. Energieverlustmodus bzw. eine laterale Dispersionsanpassung aus [39–41]. In dieser Konfiguration ist die Auflösung der Messung weitgehend unabhängig von der primären Energieunschärfe des vom S-DALINAC erzeugten Elektronenstrahls. Die damit erreichbare relative Energieauflösung von bis zu $3 \cdot 10^{-4}$ erlaubt so auch das Studium von schweren Kernen mit hoher Niveaudichte bei niedrigen Anregungsenergien. Das 169°-Spektrometer ist somit eine interessante Alternative und wertvolle Ergänzung zum QCLAM-Spektrometer.

Wegen altersbedingter und Strahlenschäden war das Detektorsystem in der Fokalebene des 169°-Spektrometers zuletzt allerdings nicht mehr einsatzfähig. Nach mehr als zwanzigjährigem Betrieb war eine komplette Erneuerung des Detektor-

systems notwendig. Zudem sollte ein System entstehen, welches die Probleme des bis dahin eingesetzten, aus sich überlappenden Szintillatoren bestehenden Detektors, vermeidet. Große Effizienzschwankungen erforderten es, ein Spektrum durch kleine Anpassungen des Spektrometermagnetfeldes in jedem der 36 Szintillatoren zu messen, um diese Schwankungen herausmitteln zu können. Dies erhöhte die Meßzeit enorm. Die geringe Strahlungshärte des Szintillatormaterials verschlimmerte im laufenden Betrieb die Effizienzunterschiede noch mehr. Man entschied sich deshalb damals für den Einsatz von Vieldrahtdriftkammern. Es wurden zwar Prototypen gebaut, diese kamen aus verschiedenen Gründen aber nie zum Einsatz und es wurden nach der Stillegung des alten DALINAC-Beschleunigers 15 Jahre lang keine Experimente am hochauflösenden 169°-Spektrometer durchgeführt. Da es sich um einen sehr wertvollen Experimentierplatz handelt, war das Ziel dieser Arbeit, diesen mit einem neu entwickelten Detektorsystem wieder in Betrieb zu nehmen.

Wegen der geringen möglichen Zählraten von Vieldrahtdriftkammern [42–44] wurde hier ein - für den Nachweis von Elektronen - neuartiges Konzept verfolgt. Als Fokalebenendetektor für das hochauflösende LINTOTT-Spektrometer kommt jetzt ein Halbleiterstreifenzähler zum Einsatz. Ein Halbleiterdetektor besitzt, im Gegensatz zu dem ursprünglich eingesetzten Szintillatorsystem, eine beinahe ideale Effizienz von 100% und eine deutlich höhere Strahlungshärte [45,46]. Außerdem läßt er sich im Vakuum installieren und vermeidet so die Aufstreuung der nachzuweisenden Elektronen durch eine Vakuumabschlußfolie. Besonders bei niedrigen Elektronenenergien wirkt sich dies positiv auf die erreichbare Auflösung aus. Die Nutzsignale der verwendeten Halbleiterstreifenzähler sind allerdings sehr klein und das Signal-Rauschverhältnis deshalb sehr schlecht. Deshalb wurde erst vor kurzem der erste Einsatz dieses Detektortyps für Elektronen berichtet [47]. Einer der wichtigsten Punkte dieser Arbeit ist daher die Entwicklung geeigneter Vorverstärker in Verbindung mit dem eingesetzten Halbleiterzähler. Die in dieser Arbeit vorgestellte Lösung basiert auf dem Einsatz des am CERN entwickelten ladungsempfindlichen GASSIPLEX-ICs [48–50].

Um die möglichen hohen Zählraten eines solchen Detektorkonzeptes von bis zu 100 kHz auch wirklich nutzen zu können, muß eine entsprechende schnelle Ausleseelektronik konzipiert werden. Die angestrebten Geschwindigkeiten erfordern den Einsatz modernster Elektronikkomponenten in Form von programmierbarer

Logik. Da ebenso moderne Benutzerschnittstellen zum Einsatz kommen (Ethernet), besitzt die Elektronik eine eigene Intelligenz in Form eines Mikroprozessors mit entsprechender Software. Um die Halbleiterstreifen nicht permanent auf Treffer durch Elektronen überprüfen zu müssen, wurde ein System von Triggerdetektoren, bestehend aus einem Szintillator und einem Čerenkov-Detektor, in die Ausleseelektronik integriert. Nur wenn diese ein Signal liefern, müssen die Halbleiterstreifen ausgelesene werden.
Schließlich wurden in zwei mehrwöchigen Strahlzeiten Testmessungen und erste Experimente mit dem fertig aufgebauten System durchgeführt. Die Messungen belegen die einwandfreie Funktion des Gesamtsystems, auch im dispersionsfreien Betrieb.
Kapitel 2 dieser Arbeit beschreibt zunächst kurz den S-DALINAC und seine Experimentierplätze. Das Kap. 3 beschäftigt sich dann mit den grundlegenden Aspekten des Nachweises von Elektronen mit Magnetspektrometern. Kapitel 4 geht auf die Wechselwirkung von Elektronen mit dem Si-Material ein, soweit dies für die Entwicklung und Auslegung des neuen Detektorsystems relevant ist. Im Kap. 5 wird der Aufbau des Experimentierplatzes am 169°-Spektrometer und die notwendigen Entwicklungen zur Wiederinbetriebnahme beschrieben. Kapitel 6 diskutiert die Konzeption der neuen Vorverstärker und Messungen werden gezeigt, während Kap. 7 die Ausleseelektronik erklärt. Schließlich werden in Kap. 8 Messungen mit Elektronenstrahl am neuen Experimentierplatz und deren Ergebnisse präsentiert.

2 Beschleuniger S-DALINAC und die Experimentierplätze

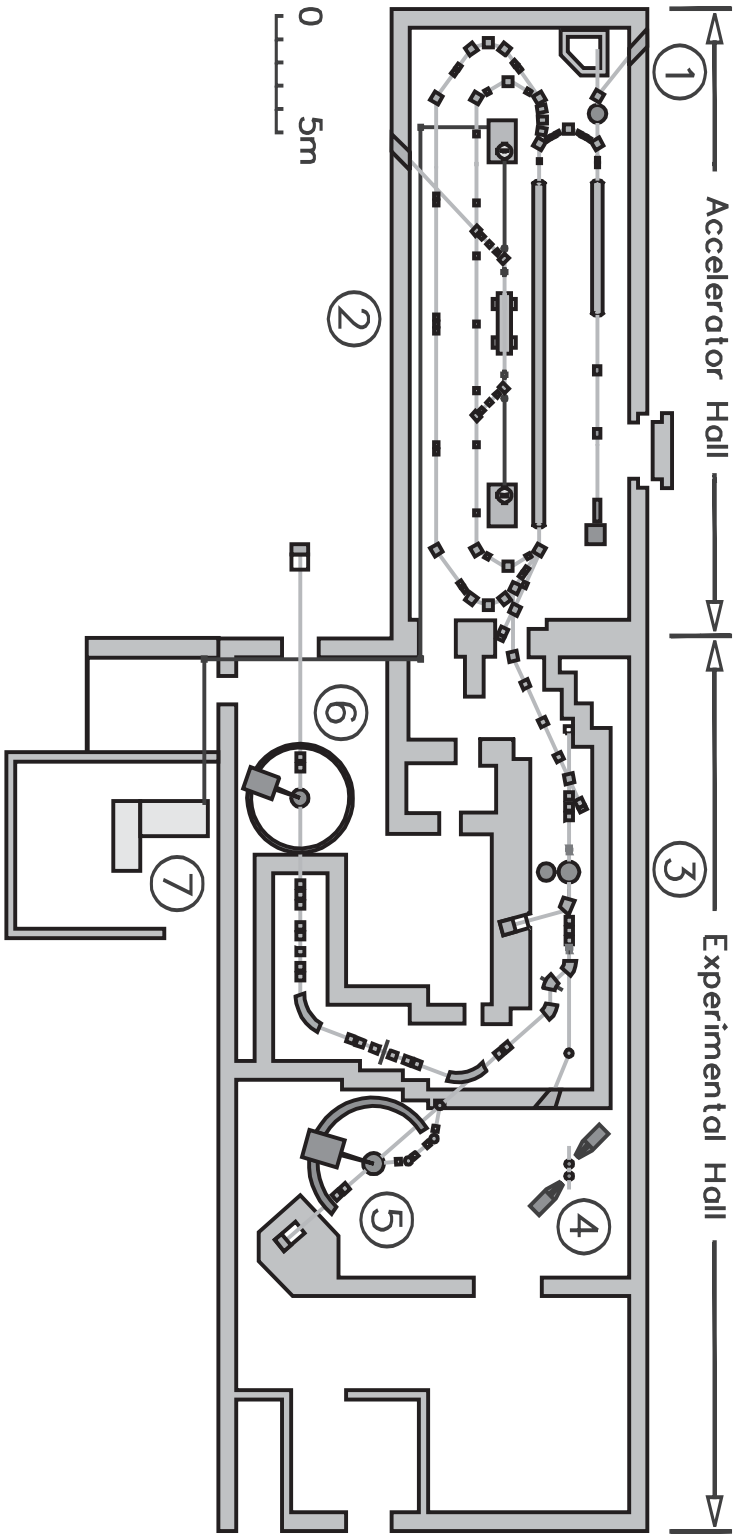

Abb. 2.1: Der S-DALINAC mit seinen Experimentierplätzen: ① Niederenergie-Channeling (LEC), Parametrische Röntgenstrahlung (PXR) und Kernresonanzfluoreszenz (γ, γ'); ② Freie-Elektronen-Laser; ③ Hochenergie-Channeling (HEC) und PXR; ④ Comptonstreuung am Nukleon; ⑤ QCLAM-Spektrometer mit Bypass-System für Streuexperimente unter 180°; ⑥ 169°-Spektrometer mit Energieverlust-System; ⑦ Optisches Labor des Freie-Elektronen-Lasers.

Abbildung 2.1 zeigt einen Lageplan des supraleitenden Elektronenlinearbeschleuniger S-DALINAC [1–3] und seine angeschlossenen Experimentierplätze am IKP der TU Darmstadt. Im oberen linken Teil des Bildes, in der Beschleunigerhalle, kann man den supraleitenden cw-Linearbeschleuniger und seine Komponenten erkennen. Mit dem Injektor werden die Elektronen auf eine maximale Energie von 10 MeV vorbeschleunigt. Die Beschleunigungsstrukturen bestehen aus Niob und werden mit flüssigem Helium auf einer Temperatur von 2 K gehalten [51].
Darauf folgt direkt der erste Experimentierplatz [52] für Niederenergie-Channeling-Experimente (LEC), Versuche mit parametrischer Röntgenstrahlung (PXR) [53] sowie (γ, γ')- [54] und (γ, n)-Reaktionen [55]. Letztere ist z.B. zum Verständnis von s- und r-Prozessen in der Astrophysik von Bedeutung.
Die Elektronen aus dem Injektor können aber auch in den Hauptbeschleuniger mit seinen zwei Rezirkulationen gelenkt werden. Der Hauptbeschleuniger erhöht die Energie der Elektronen bei jedem Durchgang um bis zu 40 MeV. Eine Maximalenergie von 130 MeV ist so möglich. Tatsächlich erreicht hat man bisher 102 MeV im Dauerstrichbetrieb und 120 MeV bei 30% Tastverhältnis. Innerhalb der ersten Rezirkulation kann man den Freie-Elektronen-Laser erkennen [56, 57]. Die von ihm erzeugte Strahlung im unteren Infrarotbereich wird für weitere Untersuchungen durch eine optische Strahlführung in das ein Stockwerk höherliegende optische Labor geleitet.
Alternativ leitet man die beschleunigten Elektronen zu verschiedenen Experimentierplätzen in der zweiten Halle, der Experimentierhalle. Zunächst gelangt der Strahl an einen Aufbau für Hochenergie-Channeling-Experimente (HEC) [58]. Außerdem können auch hier Experimente mit parametrischer Röntgenstrahlung (PXR) durchgeführt werden. In Geradeausrichtung folgt hiernach ein Experimentaufbau für Comptonstreuung am Nukleon. Untersuchungen an diesem Aufbau sollen z.B. Erkenntnisse über die Polarisierbarkeit des Nukleons liefern. Er befindet sich zur Zeit im Entstehen und soll in Kürze in Betrieb genommen werden [59].
Schließlich kann der Strahl zu zwei Magnetspektrometern transportiert werden. Das erste Spektrometer, das QCLAM-Spektrometer [23], ist hauptsächlich für $(e, e'x)$-Experimente vorgesehen. Dieses Spektrometer zeichnet sich durch eine hohe Raumwinkel- und Impulsakzeptanz aus. Der Aufbau der Streukammer an diesem Spektrometer und der Einsatz zusätzlicher Detektoren für den Nachweis geladener Teilchen oder Neutronen ermöglichen echte Koinzidenzexperimen-

te [4–7]. Eine sog. Schikane oder Bypass erlaubt außerdem 180°-Rückstreuexperimente [8–10].

Das zweite Spektrometer besitzt einen vergleichsweise geringen Akzeptanzbereich für Raumwinkel (6 msr) und Impuls (4%). Allerdings sorgt seine Konstruktionsweise für eine bauartbedingt höhere Auflösung. Sein spezieller Ablenkwinkel von 169.7°, der „magic angle“, minimiert für Elektronen den Abbildungsfehler. Der bedeutenste Unterschied ist jedoch, daß es in einem besonderen Modus betrieben werden kann. In diesem Betriebsmodus bildet das Spektrometer mit seiner Strahlführung ein dispersionsfreies Gesamtsystem und erlaubt es, Messungen weitgehend unabhängig von der primären Energieunschärfe des Elektronenstrahls durchzuführen.

3 Magnetspektrometer zum Nachweis von Elektronen

In den folgenden beiden Unterkapiteln wird genauer auf die Funktionsweise eines Magnetspektrometers in seinen verschiedenen Betriebsarten eingegangen. Dabei werden die Vorzüge des 169°-Spektrometers am supraleitenden Darmstädter Elektronenlinearbeschleuniger S-DALINAC und seines speziellen Betriebsmodus klar.

3.1 Funktionsweise im dispersiven Modus

Bei der Elektronenstreuung [17, 21, 60] muß der Impuls bzw. die Energie der am Targetmaterial gestreuten Elektronen bestimmt werden, um Aussagen über die stattgefundenen kernphysikalischen Reaktionen im Medium machen zu können. Eine direkte Messung der Energie mit gleichzeitiger guter Auflösung ist wegen der großen Reichweite von hochenergetischen Elektronen nicht möglich. Hierfür würden sehr große Detektoren benötigt. Geht man, wegen der guten Energieauflösung, von einem Halbleiterdetektor aus, benötigt man im Mittel bereits 4.3 mm Silizium, um 1 MeV Elektronen vollständig zu stoppen [46, 61, 62]. Entsprechend mehr bei höheren Energien. Halbleitereinkristalle mit Ausmaßen, um z.B. 50 MeV Elektronen zu stoppen, sind nicht zu fertigen.
Man behilft sich, indem man die gestreuten Elektronen mit dem Impuls p_0 durch ein Magnetfeld schickt, dessen Feldvektor senkrecht zur Bewegungsrichtung der Elektronen orientiert ist (B_y). Auf die Elektronen wirkt die Lorentz-Kraft als Radialkraft und zwingt sie auf eine gekrümmte Flugbahn mit dem Radius $\rho(s)$, deren Krümmung $h(s)$ in einem mitbewegten Koordinatensystem nach Gl. (3.1) [35,38] direkt vom Impuls p_0 der Elektronen abhängt.

$$h(s) = \frac{1}{\rho(s)} = -\frac{e}{p_0} B_\mathrm{y}(x = 0, y = 0, s) = -\frac{e}{p_0} B(s) \tag{3.1}$$

Die Variable s ist hier die Parametrisierung des vom Elektron im Magnetfeld zurückgelegten Wegs und B stellt das Magnetfeld im Ursprung des mitbewegten Koordinatensystems bzw. auf der Bahn des Elektrons dar. Abbildung 3.1 verdeutlicht das.

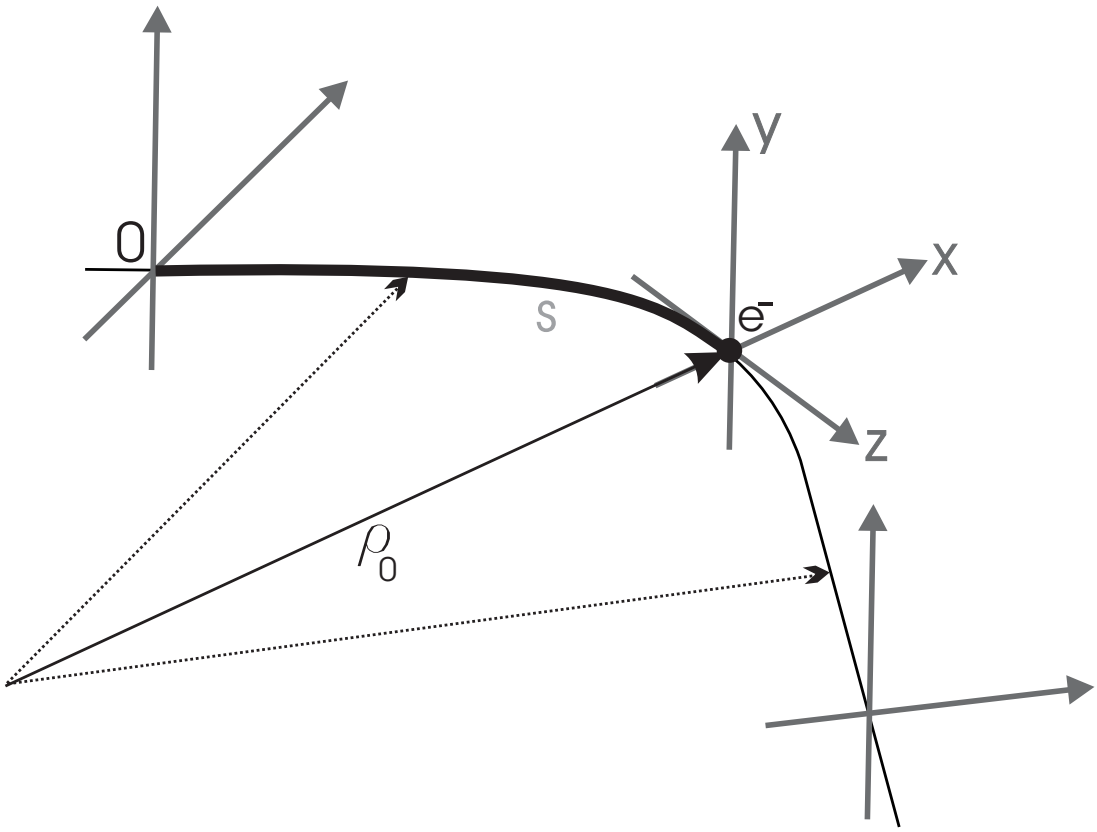

Abb. 3.1: Ablenkung eines Elektrons in einem Magnetfeld und das mitbewegte kartesische Koordinatensystem.

Durch Umstellen von Gl. (3.1) ergibt sich die magnetische Steifigkeit und man erhält in praktischen Einheiten

$$B\rho = 3.3356 \cdot 10^{-3} \frac{Tmc}{MeV} \cdot p_0 \text{ [MeV/c]}. \tag{3.2}$$

Diese impulsselektive Ablenkung führt zu einer Ortsabhängigkeit der gestreuten Elektronen. Die Impulsinformation wird so in eine Ortsinformation umgewandelt, welche sich deutlich einfacher mit hoher Genauigkeit bestimmen läßt. Das optische Pendant ist ein Prisma.
Schickt man die gestreuten Elektronen durch ein Dipolspektrometer, ergibt sich eine Situation, wie sie in Abb. 3.2 dargestellt ist. Die gestreuten Elektronen passieren das Spektrometer und werden dort abhängig von ihrem Impuls abgelenkt und auf die Fokalebene des Spektrometers projiziert.

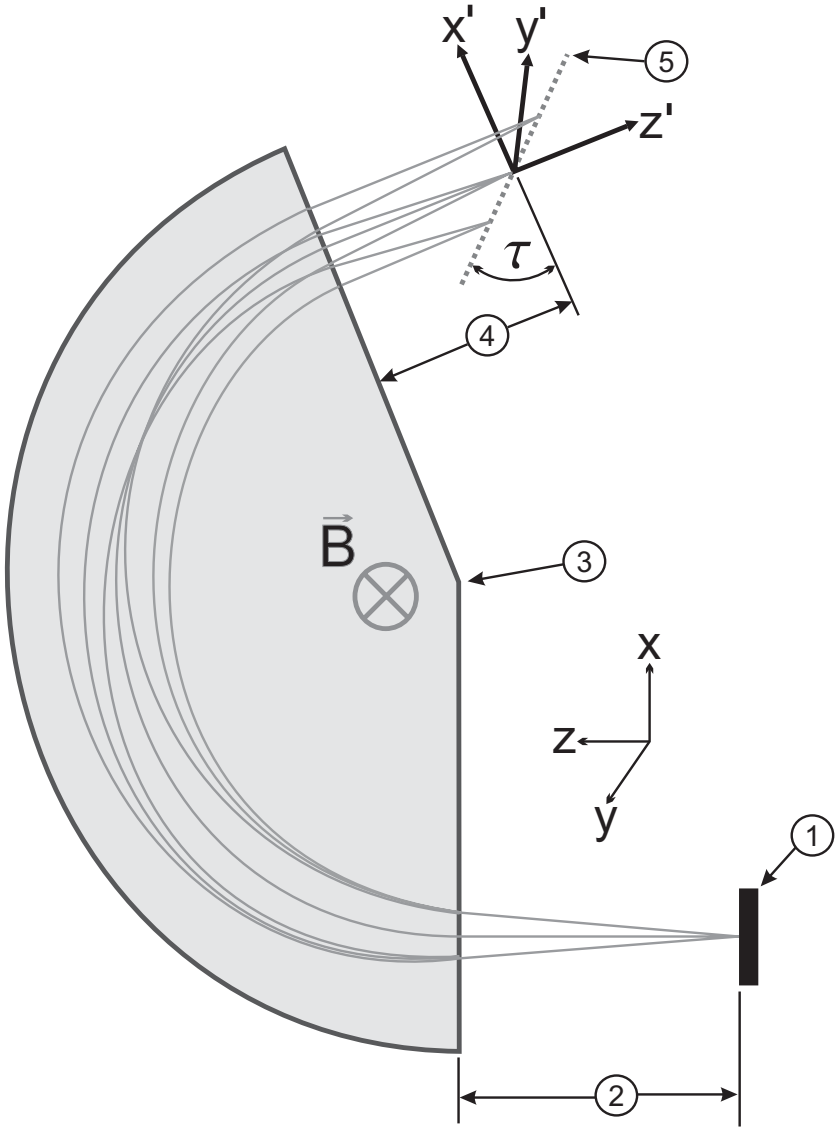

Abb. 3.2: Dispersiver Modus eines Dipolmagnetspektrometers. Die vom Target gestreuten Elektronen werden im Magnetfeld des Spektrometers impulsselektiv abgelenkt. ① Target; ② Gegenstandsweite; ③ Dipolmagnet; ④ Bildweite; ⑤ Fokalebene.

Betrachtet man p_0 als Sollimpuls, kann man nach [30, 35, 38] durch Lösen der Bewegungsgleichung, die sich aus Gl. (3.1) ergibt, und der Lineardispersion D_{sp}, den Versatz Δx in der Fokalebene für Teilchen mit der Impulsabweichung Δp von p_0 bestimmen. Es gilt

$$\Delta x = D_{\mathrm{sp}} \cdot \frac{\Delta p}{p_0}. \tag{3.3}$$

Dank der unterschiedlich langen Flugbahnen innerhalb des Magnetfelds werden Elektronen mit gleichem Impuls p und unterschiedlichen Eintrittswinkeln in der Fokalebene auf den selben Punkt projiziert. Das Spektrometer wirkt radial fokusierend.
Um ein Spektrometer mit bestimmten Eigenschaften zu konstruieren, geht man zunächst von der Entwicklung des Magnetfeldes auf der Mittelebene des Spektrometers

$$B_{\mathrm{y}}(x, y = 0) = B_0(1 - n(x/s) + \beta(x/s)^2 - \gamma(x/s)^3 + \cdots) \tag{3.4}$$

aus. Hierbei ist x die Abweichung von der Sollbahn s und B_0 das Magnetfeld auf der Sollbahn. Die Variablen n, β und γ sind Designparameter. Zur Bestimmung dieser Designparameter wiederum dienen als Ausgangspunkt die Abbildungseigenschaften eines magnetischen Systems, die nach [63] wie folgt beschrieben werden.

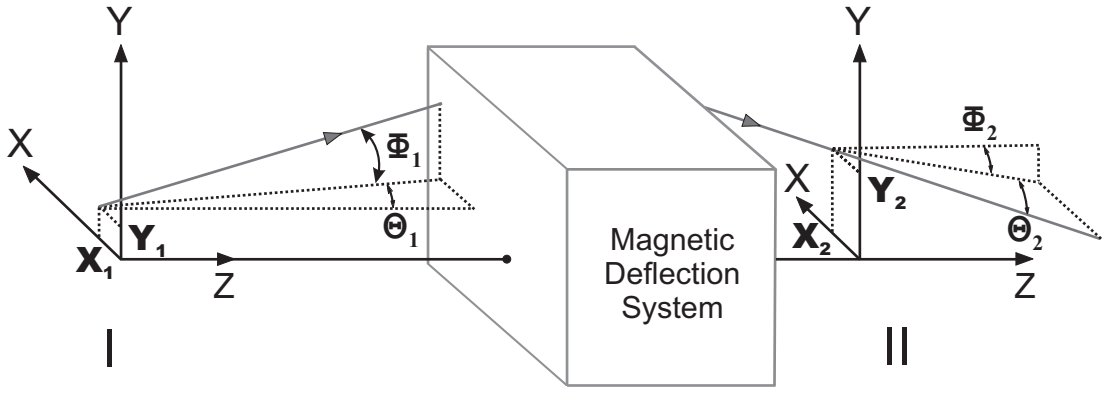

Abb. 3.3: Schematische Darstellung eines magnetischen Ablenksystems.

$$X_2 = f(X_1, \Theta_1, Y_1, \Phi_1, \delta) \tag{3.5}$$

$$\Theta_2 = f(X_1, \Theta_1, Y_1, \Phi_1, \delta) \tag{3.6}$$

$$Y_2 = f(X_1, \Theta_1, Y_1, \Phi_1, \delta) \tag{3.7}$$

$$\Phi_2 = f(X_1, \Theta_1, Y_1, \Phi_1, \delta) \tag{3.8}$$

Abbildung 3.3 und die Gl. (3.5), (3.6), (3.7) und (3.8) verdeutlichen dies. Die Variable δ beschreibt hier der Abweichung des Impulses Δp vom Sollimpuls p_0, also $\delta = \frac{\Delta p}{p_0}$. Wählt man Y als Symmetrieachse des Spektrometers und entwickelt die Beziehung zwischen Eingangs- und Ausgangsgrößen als Taylorreihe, erhält man beispielsweise für X_2

$$\begin{aligned} X_2 = (X|X)X_1 + (X|\Theta)\Theta_1 + (X|\delta)\delta + (X|X^2)X_1^2 + (X|X\Theta)X_1\Theta_1 + \\ +(X|\Theta^2)\Theta_1^2 + (X|X\delta)X_1\delta + (X|\Theta\delta)\Theta_1\delta + (X|\delta^2)\delta^2 + \\ +(X|Y^2)Y_1^2 + (X|Y\Phi)Y_1\Phi_1 + (X|\Phi^2)\Phi_1^2 + \cdots . \end{aligned} \tag{3.9}$$

Die Ausdrücke in Klammern stellen hierbei die partiellen Ableitungen nach dem entsprechenden Parameter dar, also z.B. $(X|X) = \frac{\partial X_2}{\partial X_1}$ oder $(X|\Phi^2) = \frac{\partial^2 X_2}{\partial \Phi_1^2}$.
In dieser Darstellung beschreiben die Terme erster Ordnung die Abbildung mit einem idealen, linearen System. Terme höherer Ordnung repräsentieren die Abbildungsfehler.
Wählt man ebene Ein- und Austrittskanten am Spektrometer und einen Ablenkwinkel von 169.7°, verschwindet der Bildfehler $(X|\Theta^2)$. Dieser entspricht dem quadratischen Öffnungswinkelfehler [31,64,65]. Weiterhin kann der Bildfehler $(X|\Theta\delta)$ durch Verkippen der Fokalebene bzw. deren Normale gegen die Sollbahn der Elektronen beseitigt werden. Die Verkippung beträgt hier $\tau = 33°$. Die Ablage Δx im Koordinatensystem (x', y', z') muß dann mittels

$$\Delta x_{\mathrm{corr}} = \frac{\Delta x}{\cos(\tau)} \tag{3.10}$$

ebenfalls angepaßt werden. In Abb. 3.2 kann man diese Verkippung gut erkennen. Die Designparameter n, β und γ werden nach obigen Überlegungen und verschiedenen Randbedingungen gewählt. Der einfachen Bauform wegen fiel die Wahl auf ein doppelfokusierendes Sektorfeld-Spektrometer mit konischen Polschuhen. Damit sind die Parameter $n = 0.5$ für Doppelfokusierung, $\beta = 0.25$ und $\gamma = 0.125$ bereits festgelegt [31].

3.2 Funktionsweise im Energieverlust-Modus

Im Energieverlustmodus wird das Spektrometer mit dem Strahlführungssystem so betrieben, daß das gesamte System dispersionsfrei wirkt. Dabei bildet die Strahlführung den Elektronenstrahl dispersiv als schmalen, vertikalen Streifen auf das Target ab. Die Dispersion der Strahlführung ist so eingestellt, daß sie durch die feste Dispersion des Spektrometers genau ausgeglichen wird. Man spricht deshalb auch von „lateral dispersion matching“. Elektronen ohne Energieverlust im Target werden hier allesamt in einem einzigen Punkt auf der Fokalebene des Spektrometers abgebildet. Nur Elektronen mit einem speziellen Energieverlust ΔE werden mit einem entsprechenden Versatz von der Sollbahn Δx auf die Fokalebene projiziert. Dadurch sind Messungen in dieser Betriebsart weitgehend unabhängig von der primären Energieunschärfe des Elektronenstrahls und Experimente mit sehr hoher Auflösung werden möglich. Man nennt diesen Modus deshalb auch „Energy-Loss-Mode“ oder eben „Energieverlustmodus“. Allerdings erfordert diese Methode ein Target mit sehr homogener Massenbelegung über den vom Strahlfleck abgedeckten Bereich. In Abb. 3.4 sind diese Zusammenhänge nochmals dargestellt. Zu erwähnen sei noch das sog. „angular dispersion matching“. Bei diesem ist die Abbildung auf einen Punkt auf der Fokalebene zusätzlich unabhängig vom Eintrittswinkel der Elektronen in das Spektrometer. Diese Betriebsart wurde am 169°-Spektrometer nicht realisiert, da wegen dessen kleiner Raumwinkelakzeptanz von 6 msr keine nennenswerten Verbesserungen der Auflösung in diesem Modus zu erwarten sind.

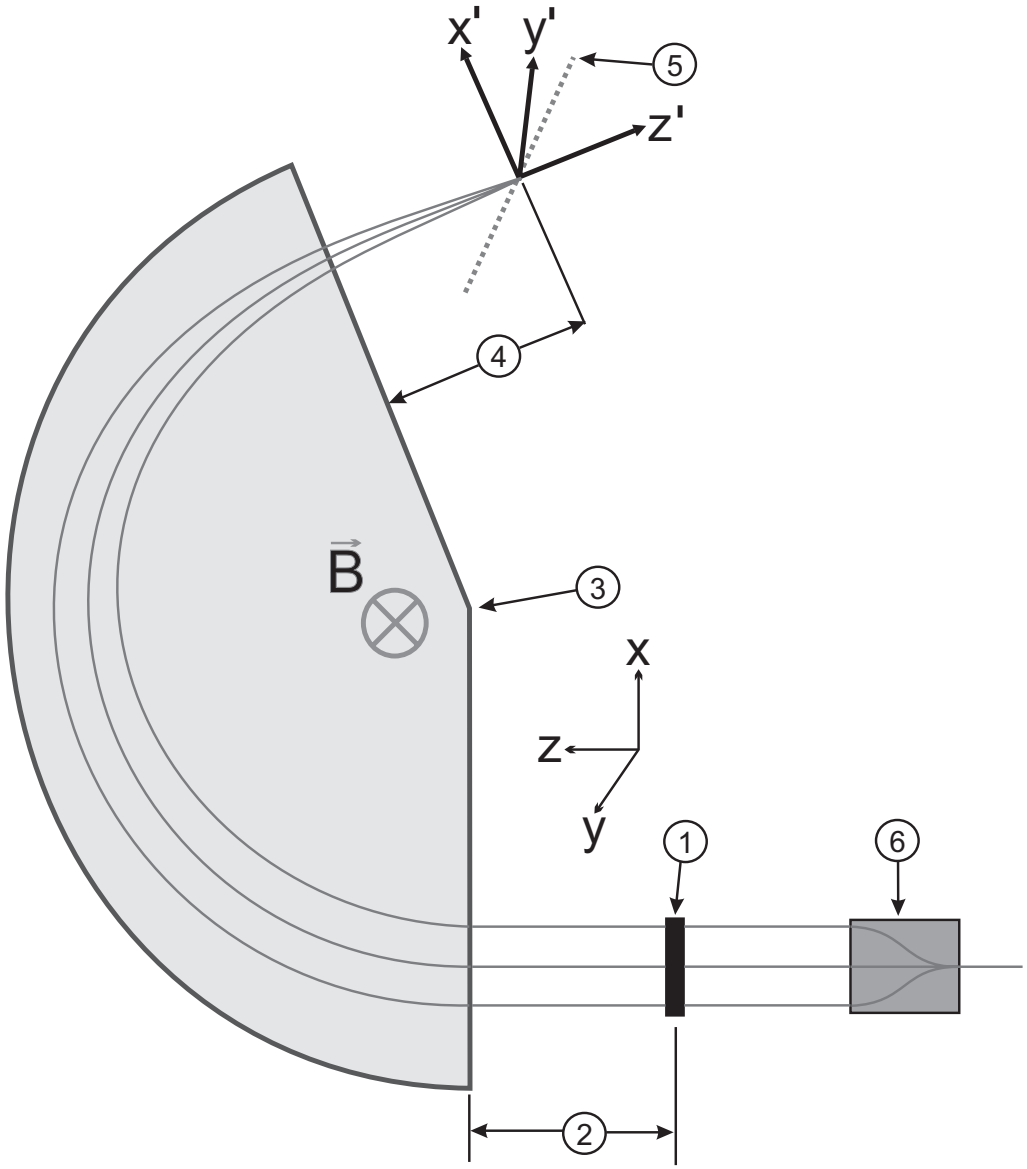

Abb. 3.4: Energieverlustmodus des Dipolmagnetspektrometers. Der Auftreffort der gestreuten Elektronen in der Fokalebene hängt nur vom Energieverlust ab, den die Elektronen im Target erleiden. ① Target; ② Gegenstandsweite; ③ Dipolmagnet; ④ Bildweite; ⑤ Fokalebene; ⑥ Strahlführungssystem.

4 Wechselwirkung von Elektronen mit einem Si-Halbleiter

Im Folgenden sind die Grundlagen zur quantitativen Beschreibung der Wechselwirkung von Elektronen mit Si-Halbleitermaterial und die daraus resultierenden Signaleigenschaften zusammengefaßt. Dies erlaubt eine optimale Konzeption des notwenigen Vorverstärkers für die verwendeten Halbleiterstreifendetektoren.
Beim Durchgang durch Materie erleiden geladene Teilchen einen Energieverlust. Dies hat im Wesentlichen zwei Ursachen. Zum einen erleiden sie einen Energieverlust durch Kollisionen mit Atom- und Molekülelektronen des Mediums. Die für Elektronen modifizierte Bethe-Bloch-Formel [46] beschreibt den Energieverlust bei diesem Prozeß.

$$-\left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{col}} = 2\pi N_{\text{a}} r_{\text{e}}^2 m_{\text{e}} c^2 \rho \frac{Z}{A}\frac{1}{\beta^2}\left[ln\frac{\tau^2(\tau+2)}{2(I/m_{\text{e}}c^2)^2} + F(\tau) - \delta - 2\frac{C}{Z}\right]. \qquad (4.1)$$

Tabelle 4.1 erklärt die Variablen der Formel.

Tab. 4.1: Variablen der Bethe-Bloch-Formel.

r_{e}	klassischer Elektronenradius ($2.817 \cdot 10^{-13}$ cm)
m_{e}	Elektronenmasse
N_{a}	Avogadro-Konstante ($6.023 \cdot 10^{23}$ mol^{-1})
Z	Ladungszahl des Mediums
A	Massenzahl des Mediums
ρ	Dichte des Mediums
τ	Kinetische Energie des Elektrons in Einheiten von $m_e c^2$
I	Ionisationspotential
C	Schalenkorrektur
$F(\tau)$	Korrekturterm für das Elektron

Die Größe $F(\tau)$ ergibt sich für das Elektron zu

$$F(\tau) = 1 - \beta^2 + \frac{\tau^2/8 - (2r+1)ln2}{(\tau+1)^2}. \tag{4.2}$$

Der andere Energieverlustprozeß ist Bremsstrahlung. Sie entsteht durch Wechselwirkung der geladenen Teilchen mit dem Coulombfeld der Elektronenhülle der Atome/Moleküle im Medium. Das Elektron wird dabei abgebremst. Der Energieverlust wird für Teilchen mit einer Primärenergie $m_e c^2 \ll E_0 \ll 137 m_e c^2 Z^{-1/3}$ näherungsweise beschrieben durch [46]

$$-\left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{rad}} = 4\frac{\rho N_a}{A} E_0 Z^2 r_e^2 \alpha \left[ln\frac{2E_0}{m_e c^2} - \frac{1}{3} - f(Z)\right]. \tag{4.3}$$

Für eine Primärenergie $E_0 \gg 137 m_e c^2 Z^{-1/3}$ gilt dagegen

$$-\left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{rad}} = 4\frac{\rho N_a}{A} E_0 Z^2 r_e^2 \alpha \left[ln(183 Z^{-1/3}) + \frac{1}{18} - f(Z)\right]. \tag{4.4}$$

Tabelle 4.2 erläutert die in den Formeln neu vorkommenden Variablen.

Tab. 4.2: Variablen der Formel zum Energieverlust durch Bremsstrahlung.

E_0	Primärenergie des einlaufenden Teilchens
α	Feinstrukturkonstante
$f(Z)$	Korrekturterm der Born'schen Näherung

Die Größe $f(Z)$ ist hier definiert durch [46]

$$f(Z) \simeq a^2[(1+a^2)^{-1} + 0.20206 - 0.0369a^2 + 0.0083a^4 - 0.002a^6] \tag{4.5}$$

mit $a = Z\alpha$.

Der totale Energieverlust des Elektrons in der Materie beträgt somit

$$-\left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{tot}} = -\left[\left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{rad}} + \left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{col}}\right]. \tag{4.6}$$

Abbildung 4.1 zeigt diesen Zusammenhang in einem Graphen. Erkennbar ist hier ein Minimum bei ca. 1 MeV Elektronenenergie und man spricht dabei von sogenannten minimalionisierenden Elektronen.

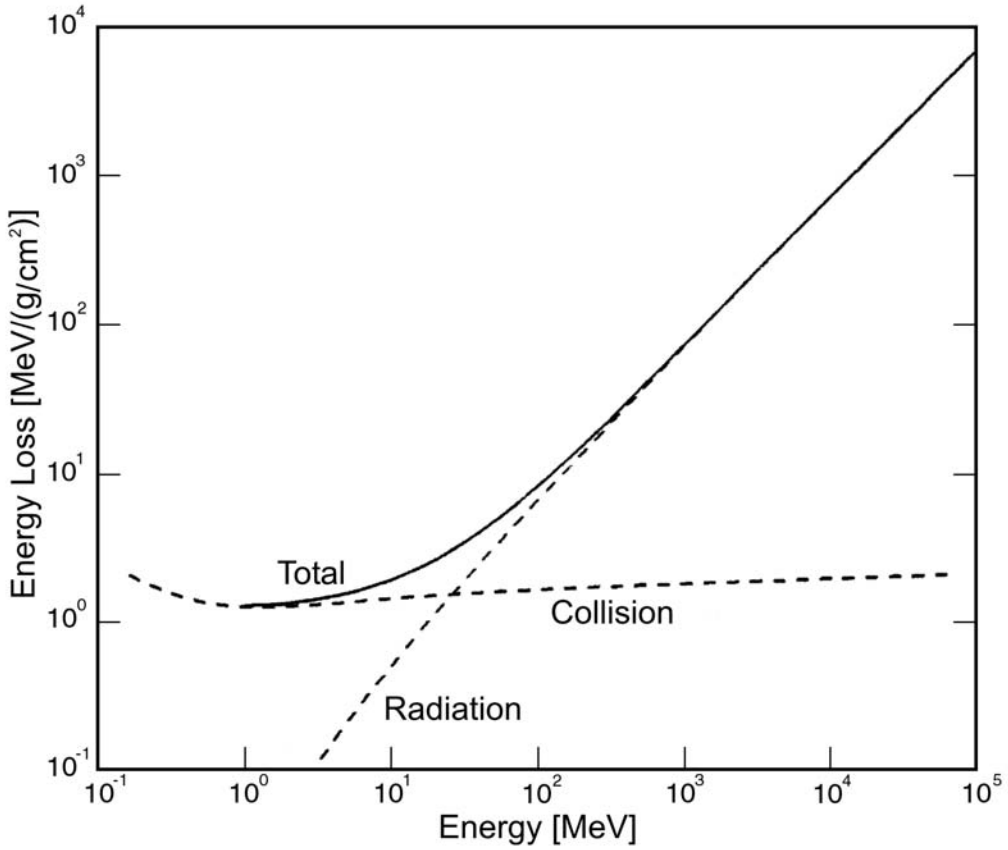

Abb. 4.1: Energieverlust eines Elektrons beim Durchgang durch Materie. Die gestrichelten Kurven zeigen die Beiträge durch Stoßprozesse und durch Bremsstrahlung. Die durchgehende Kurve ist die Summe aus beiden Beiträgen. Das erkennbare Minimum bei ca. 1 MeV Teilchenenergie zeichnet minimalionisierende Elektronen aus ([46]).

Als neuer Fokalebenendetektor am 169°-Spektrometer kommt jetzt ein moderner Si-Streifenzähler der Firma Micron Semiconductor Ltd. zum Einsatz. Sein Streifenabstand wurde so gewählt, daß er nicht als limitierender Faktor in die Energieauflösung des Gesamtsystems eingeht. Die Dicke des Kristalls von 500 μm entspricht dem, was in dieser Konfiguration fertigungstechnisch als Maximum erreichbar ist. Es wird im Folgenden abgeschätzt, wie die Signaleigenschaften dieses speziellen Detektors im gegebenen Anwendungsfall sind und welche Aspekte des-

halb zur sicheren Auswertung der Signale beachtet werden müssen.
Beim Durchgang eines minimalionisierenden Elektrons durch den oben beschriebenen Zähler, erleidet das Elektron einen Energieverlust von im Mittel 195 keV [61]. Die Schwankungen um den Mittelwert werden für dünne Absorber durch die Landau-Verteilung beschrieben [46, 61]. Obwohl im Experiment keine minimalionisierenden Elektronen nachgewiesen werden, kalkuliert man hier mit diesen. Ein Detektor, der für minimalionisierende Elektronen ausgelegt ist, funktioniert sicherlich auch für nicht-minimalionisierende.
Ausgehend von einer Energie von 3.62 eV zur Bildung eines Elektron-Lochpaares in Silizium erhält man ca. 54000 freie Ladungsträgerpaare, entsprechend einer Ladung von 8.65 fC. Da die Bildung von Elektron-Loch-Paaren im Halbleiter im Wesentlichen durch Kollisionen initiiert wird, und der Energieverlust durch diese Prozesse auch oberhalb von 1 MeV nur langsam ansteigt, kann man auch bei nicht-minimalionisierenden Elektronen höherer Energie nicht viel mehr erzeugte Ladungsträger erwarten. Da die erzeugte Ladung außerdem in die benachbarten Streifen diffundiert und wegen des statistischen Charakters des Prozesses, wird später mit der halben Ladung kalkuliert.
In reinstem Silizium liegt die Anzahl der freien Ladungsträger durch thermische Anregung bei Zimmertemperatur bereits bei $4.6 \cdot 10^9$ e/cm^3. Geht man von dem später eingesetzten Halbleiterstreifenzähler mit einer Streifenlänge von 2 cm und einer effektiven Streifenbreite von 650 μm aus, hat man hier bei 300 K bereits $3 \cdot 10^7$ freie Ladungsträger pro Streifen. Man erhält also ein Signal-Rauschverhältnis von $\sim 1 : 1000$. Dies macht einen Nachweis des Nutzsignals unmöglich.
Um dem zu begegnen, kann man den Detektor entweder kühlen oder man fertigt ihn als Diode mit einem p-n-Übergang. Diese Diode wird in Sperrichtung mit einer Vorspannung betreiben (reverse bias). Dadurch bildet sich innerhalb des Halbleiters eine ladungsträgerfreie, intrinsische Zone aus, deren Dicke von der Vorspannung, der Bias, abhängt [46, 66, 67]. Es fließt nur ein geringer Leckstrom in der Größenordnung von einigen μA. Ist die Vorspannung hoch genug, bildet sich diese Schicht über die gesamte Kristalldicke aus, und der Detektor ist ladungsträgerfrei. Zusätzlich sorgt das elektrische Feld der angelegten Vorspannung für eine Separation der erzeugten Ladungsträgerpaare. Schließlich besitzt der Detektor wegen der ausgedehnten Verarmungszone eine sehr niedrige Kapazität. Dies vermindert das Rauschen in Verbindung mit der späteren Ausleseelektronik [46, 68].

5 Experimentierplatz

In den folgenden Kapiteln werden die Komponenten des neuen Experimentierplatzes am hochauflösenden 169°-Energieverlustspektrometer beschrieben. Einen zentralen Teil bildet hierbei das entwickelte Detektorsystem.

5.1 Spektrometer

Um das alte hochauflösende Spektrometer wieder in Betrieb nehmen zu können und mit einem neuen Detektorsystem zu versehen, wurden die Konstruktionsdaten des Spektrometers benötigt. Diese standen nur sehr lückehaft zur Verfügung. Deshalb wurden diese Daten mit einem modernen CAD-System rekonstruiert. Das erleichterte auch die Planung und Konstruktion des späteren Detektorsystems. Schon vor dem Einbau des Detektorsystems konnte dessen zukünftige Position genau bestimmt und die Komponenten entsprechend gefertigt werden. Wegen seiner höheren Genauigkeit und Stabilität wird jetzt, über einen Wechselschalter, das Netzteil des QCLAM-Spektrometers zur Stromversorgung des Spektrometerdipols genutzt. Das Kühlwassersystem wurde erneuert. Tabelle 5.1 zeigt wichtige Daten des Spektrometers. In einem gesonderten Laborbericht [70] finden sich technische Zeichnungen des Spektrometers. Abbildung 5.1 zeigt den Experimentierplatz am 169°-Spektrometer.

Tab. 5.1: Wichtige Parameter des hochauflösenden 169°-Spektrometers.

Impulsakzeptanz	$\frac{\Delta p}{p} = \pm 2\%$
Raumwinkelakzeptanz	$\Omega_{\max} \approx 6$ msr
Maximaler Impuls	$p_{\max} = 120$ MeV/c
Maximale Auflösung	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$ (FWHM)
Maximales Magnetfeld	$B_{\max} = 0.4$ T
Streuwinkelbereich	$33° - 165°$ ($12°$ Schritte)

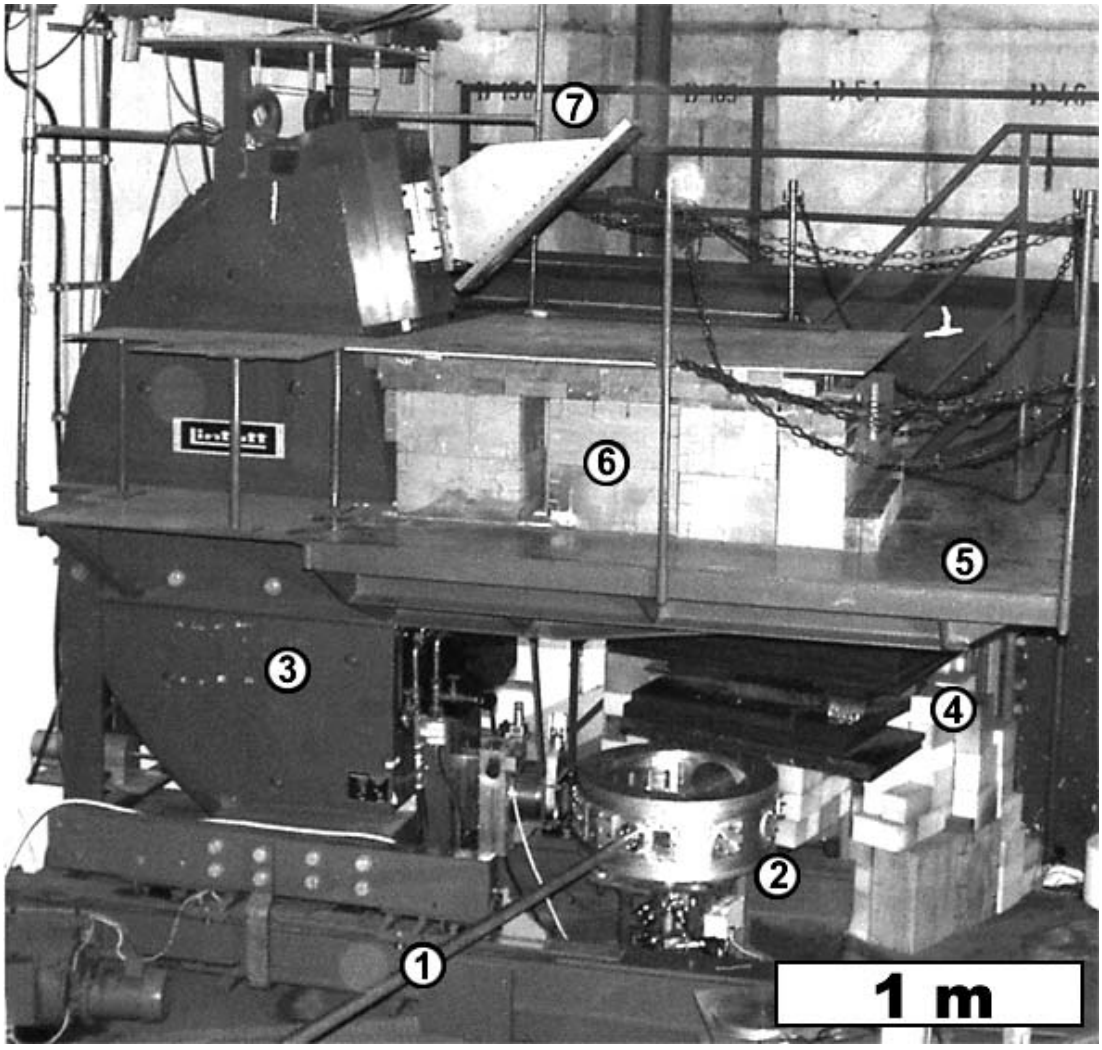

Abb. 5.1: Der Experimentierplatz am 169°-Spektrometer ohne Detektoren und Abschirmung. Zu sehen sind: ① Strahlführung; ② Targetkammer; ③ Spektrometerdipolmagnet; ④ refokusierende Quadrupole hinter PE-Abschirmung und Strahlführung zum Faraday-Cup; ⑤ Spektrometerplattform; ⑥ Abschirmung für den Detektor; ⑦ Kammer mit Flansch zum Anbringen des Detektors in der Fokalebene.

Schließlich war eine Neueichung des Spektrometermagnetfeldes notwendig. Lediglich der maximale Strom von 280 A durch die Spektrometerspule und das maximale Magnetfeld auf der Sollbahn des Spektrometers waren noch als Daten von der Herstellerfirma LINTOTT vorhanden. Es wurde angenommen, daß das Feld linear vom Strom durch das Spektrometer abhängt.

$$B = \mu_0 \cdot H = 0.0014286 \, \frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{Am}^2} \cdot I \tag{5.1}$$

Um dies zu überprüfen, wurde das Magnetfeld im Spektrometer bei verschiedenen Strömen mittels einer Hallsonde gemessen. Dazu ist in die Vakuumkammer des Spektrometers ein Rohr eingelassen. Das Ende des Rohres kann sich jedoch nicht genau auf der Sollbahn befinden, da es dort den Flug der Elektronen behindern würde. Eine gewisse Abweichung vom Sollwert war deshalb zu erwarten. Das Ergebnis der Messung und die erwarteten Werte zeigt Abb. 5.2. Eine lineare Abhängigkeit wird bestätigt, die gemessenen Werte weichen um ca. 10% von den Herstellerangaben ab.

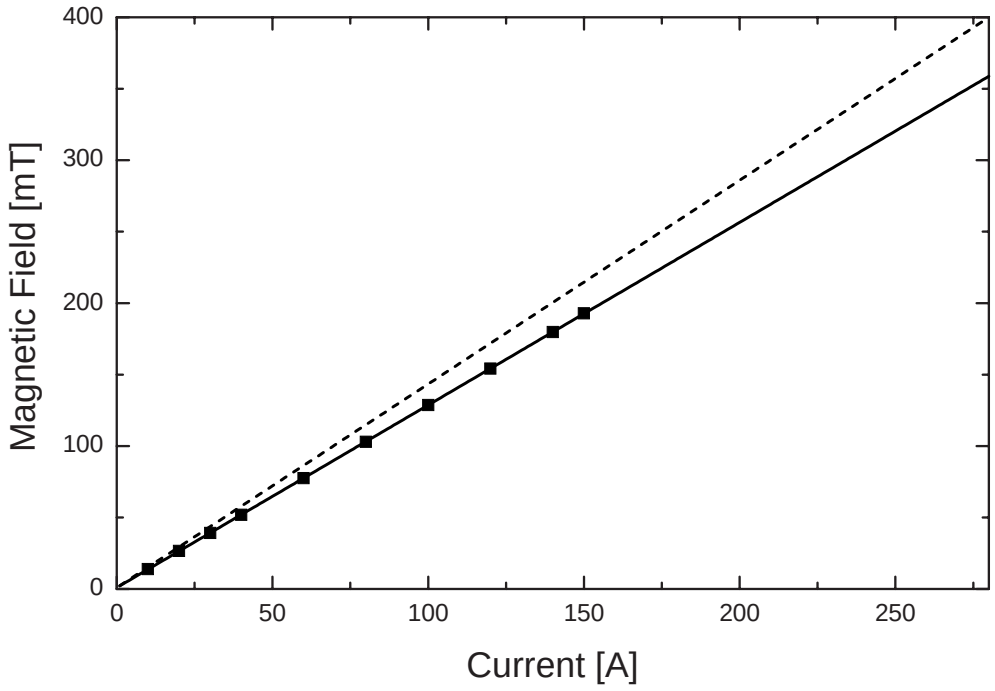

Abb. 5.2: Gemessene Abhängigkeit des Spektrometermagnetfeldes vom eingestellten Strom (Quadrate), eine lineare Anpassung an diese Datenpunkte (durchgezogene Linie) und die von der Herstellerfirma LINTOTT angegebene Abhängigkeit (gestrichelte Linie).

Mit diesem Ergebnis und Gl. (3.2) läßt sich ein Zusammenhang zwischen dem eingestellten Strom und dem Impuls der Elektronen auf der Sollbahn des Spektrometers bestimmen. Der Radius der Sollbahn ρ_0 im 169°-Spektrometer beträgt 1 m.

5.2 Detektorsystem

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit stellt die Entwicklung und Inbetriebnahme des Halbleiterstreifendetektors für das 169°-Spektrometer dar. Der Detektor ist einer der ersten dieses Types, welcher zum Nachweis von minimalionisierenden Elektronen (ab $\sim$ 1 MeV kinetische Energie) eingesetzt wurde [47]. Der Grund hierfür - wie in Kap. 4 diskutiert - ist der geringe Energieverlust, den die Elektronen beim Passieren des relativ dünnen Detektors (500 μm) erfahren. Dies erfordert eine aufwendige und empfindliche Vorverstärkerelektronik. Nur ein dickerer Detektor könnte hier Abhilfe schaffen. Die Herstellung eines solchen Detektors ist jedoch sehr aufwendig und mit hohen Kosten verbunden.
Die hier vorgestellte Einsatzform erfordert keine Auswertung der Pulsform; die Energieinformation der detektierten Elektronen wird nicht aus der Pulsform extrahiert, sondern mit Hilfe des Magnetspektrometers in eine Ortsinformation längs seiner Fokalebene umgewandelt. Indem der Halbleiterdetektor in der Fokalebene plaziert wird und in viele Streifen segmentiert ist, kann der Durchstoßpunkt des Elektrons in der Fokalebene durch den Streifen ermittelt werden, der einen Puls liefert. Die Form des Pulses ist dabei unwichtig, lediglich die Amplitude des Pulses muß sich deutlich vom vorhandenen Rauschen abheben.
Damit nicht ständig alle Streifen des Detektors abgefragt werden müssen, wird ein zweites Detektorsystem zum Auslösen eines Auslesevorgangs installiert. Dabei macht man sich zunutze, daß die gestreuten Elektronen nicht vollständig im Material des Halbleiterdetektors gestoppt werden. Sie verlassen den Detektor an der Rückseite und können von einem großflächigen, ortsunempfindlichen Detektor registriert werden. Sein Signal dient dann zum Starten der Ausleseelektronik.

5.2.1 Halbleiterdetektor

Die Fokalebene des Spektrometers ist 24 cm lang. Diese Länge muß durch den Halbleiterstreifenzähler abgedeckt werden. Ein Detektor mit diesen Maßen ist nicht erhältlich. Deshalb wurden vier identische Streifenzählermodule der englischen Firma Micron Semiconductor Ltd. mit jeweils 6.925 cm Länge aneinander gereiht mit einer Gesamtlänge von 27 cm. Damit wird die gesamte Fokalebene

abgedeckt. Abbildung 5.3 zeigt ein solches Detektormodul. In einem gesonderten Laborbericht [70] lassen sich die genauen Maße des Moduls finden.

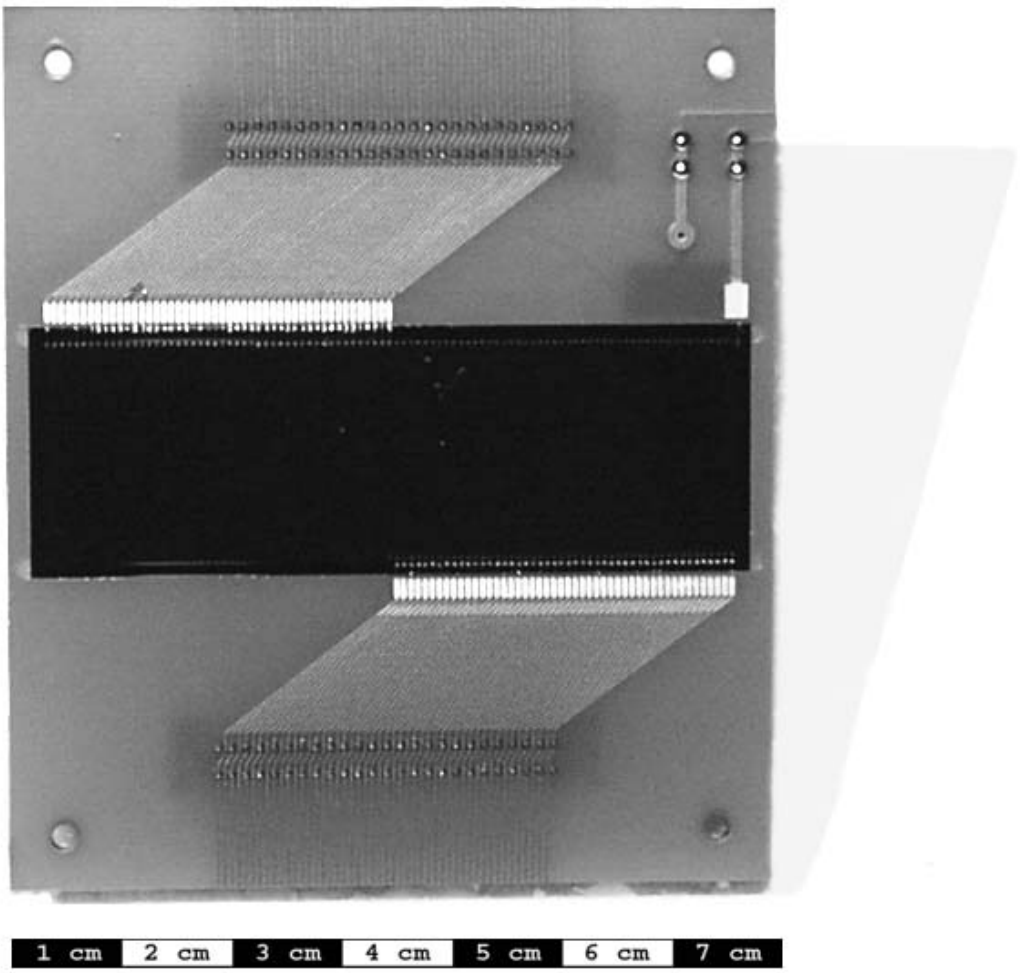

Abb. 5.3: Eines der am 169°-Spektrometer verwendeten Detektormodule. Wegen der spiegelnden Oberfläche sind hier die Streifen nicht zu erkennen.

Ein Streifenzählermodul besteht aus dem Halbleiterkristall, montiert auf einem Epoxy-Träger. Auf diesem befinden sich auch die vergoldeten Metallflächen, mit denen die einzelnen Streifen des Halbleiterzählers über Golddrähte verbunden sind. Die Metallflächen werden über Leiterbahnen an zwei High-Density-Stecker oben und unten auf dem Träger geführt. Hier werden die Vorverstärker angeschlossen. Diese werden im Kap. 6 beschrieben. An zwei vergoldeten Stiften kann die Substratspannung und die Spannung für den Guard-Ring angeschlossen werden.

Ein Halbleiterkristall ist in 96 Streifen, jeder 650 μm breit, unterteilt und ist etwas kürzer als das Detektormodul selbst (6.25 cm). Es handelt sich um einen n-ionenimplantierten Oberflächensperrschichtzähler [46]. Die notwendige Vorspannung, um die intrinsische Zone über den gesamten Kristall auszuweiten, ist für jeden der 4 Zähler etwas verschieden und liegt zwischen 60 und 80 V. Die Zähler werden mit einer etwa $10 - 20\%$ höheren Spannung betrieben, um die Ladungsträgerseparation zu verstärken [69]. Wie bereits erwähnt, besitzt er einen Guard-Ring. Dieser umschließt alle 96 Streifen und kann bei angelegter Spannung für ein definiertes Feld in den Randbereichen des Kristalls sorgen. Hier wird kein Gebrauch von dieser Möglichkeit gemacht. An den Stoßstellen der vier Siliziumstreifenzählermodule entstehen blinde Stellen mit einer Breite von ca. 6.75 mm bzw. 10-11 Streifen. Für ein lückenloses Spektrum müssen daher mehrere Messungen bei verschiedenen Spektrometermagnetfeldern durchgeführt werden. Dadurch lassen sich die entstehenden Lücken in den aufgenommenen Spektren schließen.
Um die Module nebeneinander zu fixieren, war ein Träger notwendig. Auf diesem sollten auch gleich die 8 Vorverstärkermodule Platz finden. Die gesamte Einheit besteht somit aus 4 Halbleiterstreifenzähler-, 8 Vorverstärkermodulen und dem Träger dieser Komponenten. Sie besitzt 384 aktive Halbleiterstreifen, deckt aber eine Länge von 415.5 Streifen ab.
Da sich der gesamte Aufbau später im Vakuum befindet, kann die Verlustwärme der Elektronik nicht durch die Luft abtransportiert werden. Der Trägerrahmen muß diese Aufgabe erfüllen und wurde deshalb aus Metall gefertigt. Hier wurde Aluminium gewählt. Der Rahmen selbst hat guten thermischen Kontakt zu anderen, massiven Teilen des Aufbaus, um seinerseits die Abwärme weiterzugeben. Konstruktionsdaten finden sich in einem gesonderten Laborbericht [70].

5.2.2 Detektorgehäuse

Die Detektoreinheit ist in der Fokalebene des Spektrometers plaziert worden. Da sich die Einheit im Vakuum der Spektrometerkammer befinden sollte, wurde ein entsprechendes Gehäuse konstruiert und gebaut. In einem gesonderten Laborbericht [70] sind die technischen Zeichnungen festgehalten.
Die Elektronen, welche den Halbleiterdetektor durchquert haben, müssen anschließend den Triggerdetektor erreichen. Dieser befindet sich jedoch außerhalb des Vakuums. Deshalb wurde im Gehäuse eine Aussparung hinter dem Halbleiter-

streifenzähler gefräst und sie wurde mittels einer aufgeklebten, 50 μm dicken, zur Stabilisierung mit einem Glasfasergewebe unterlegten Mylar-Folie abgeschlossen. Die hierdurch verursachte zusätzliche Aufstreuung der Elektronen ist nicht von Belang, da der Triggerdetektor weder Orts- noch Energieinformationen über das detektierte Teilchen liefert.

Ein großes Problem war die Vakuumdurchführung der elektrischen Zuleitungen zur Detektoreinheit. Dabei handelt es sich um die Steuersignale zum Auslesen der Vorverstärker, die 8 Analogsignale der Vorverstärker, die Versorgungsspannungen ($\pm$3.5 V, $\pm$5 V) der Vorverstärker und die 4 Vorspannungen der Halbleiterdetektoren. Um Störungen zu vermeiden, müssen diese außerdem getrennt geführt werden. Da entsprechende hochvakuumtaugliche Durchführungen kommerziell nicht erhältlich sind, wurden sie für diesen Zweck speziell konstruiert. Abbildung 5.4 zeigt ein Beispiel.

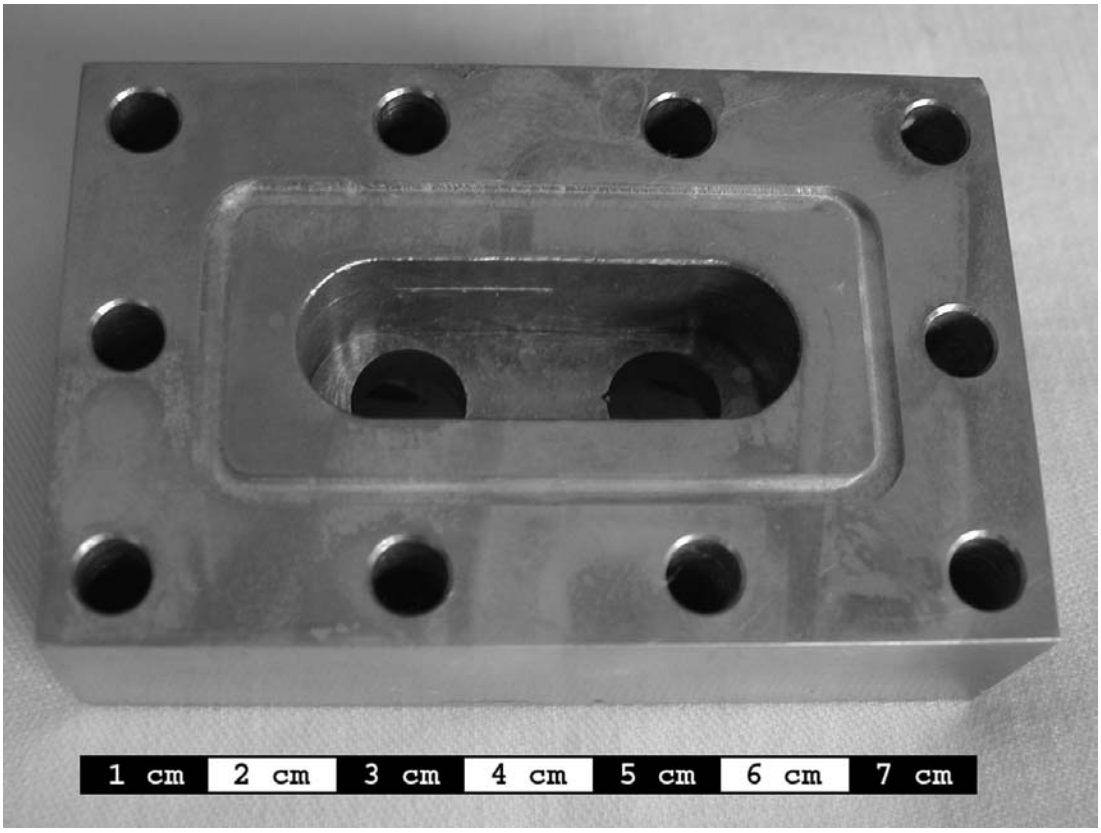

Abb. 5.4: Vakuumdurchführung zum Vergießen mit Kunstharz für Lemo-Stecker.

Hierbei wurden Standardstecker mit einem leicht erhältlichen Kunstharz in einen Aluminumträger eingegossen. In diesem Aluminiumträger ist in einer Nut eine Gummidichtung eingelassen, die sich durch Anschrauben des Trägers an eine glatte Oberfläche an diese drückt und die Verbindung dichtet. Diese Durchführungen erwiesen sich als tauglich für Vakua bis zu 10^{-8} mbar. Die Konstruktionspläne für die erstellten Vakuumdurchführungen finden sich in einem externen Laborbericht [70]. Abbildung 5.5 zeigt das am 169°-Spektrometer montierte Detektorgehäuse mit Vakuumdurchführungen und installierter Detektoreinheit.

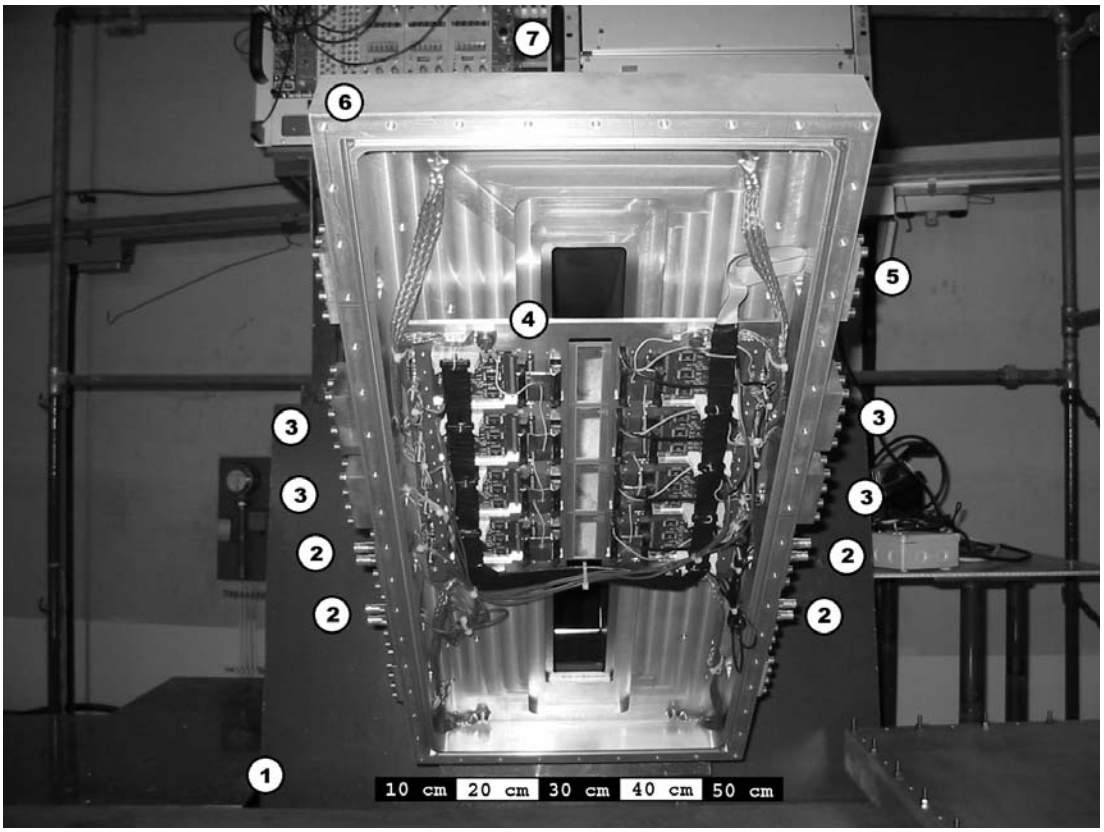

Abb. 5.5: Am Spektrometer montierter Halbleiterdetektor. ① Spektrometer; ② Vakuumdurchführungen für die Vorspannungen; ③ Vakuumdurchführungen für die analogen Signale der Vorverstärker; ④ Detektoreinheit; ⑤ Vakuumdurchführung für die Betriebsspannungen und die Steuersignale der Vorverstärker; ⑥ Detektorgehäuse; ⑦ Ausleseelektronik und HV-Netzteile.

5.2.3 Triggerdetektor

Wie bereits diskutiert, benötigt das Detektorsystem ein Triggersignal. Es stehen zwei Triggerdetektoren zur Verfügung. Es handelt sich um einen Szintillator sowie, dahinter angeordnet, einen Čerenkov-Detektor. Der Szintillator besteht dabei aus 5 mm dickem Material (N102A), die Dicke des Čerenkov-Detektors beträgt 5 cm. Sowohl der Szintillator als auch der Čerenkov-Detektor decken einen 40 cm langen Bereich ab, der die Fokalebene des Spektrometers komplett beinhaltet.

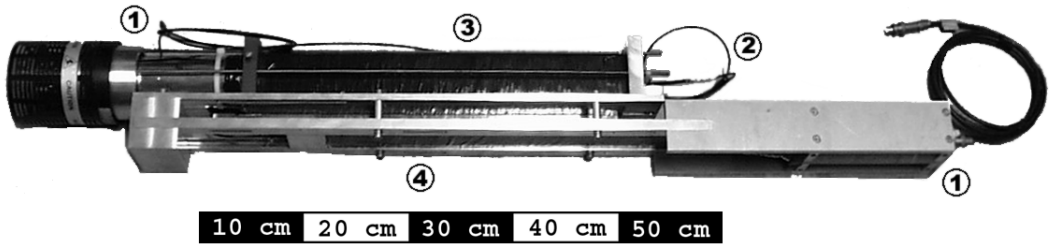

Abb. 5.6: Der Aufbau der Triggerdetektoren. Zu erkennen sind: ① Photomultiplier mit Spannungsteiler; ② Lichtleiter zum Einkoppeln von Testpulsen; ③ Čerenkov-Detektor; ④ Szintillator.

Abbildung 5.6 zeigt die Triggerdetektoreinheit, bestehend aus Szintillator und Čerenkov-Detektor. Für einen stabilen mechanischen Aufbau wurden spezielle Trägereinheiten der Detektoren konstruiert. Mittels dieser lassen sich die Triggerdetektoren bequem am geschlossenen Detektorgehäuse montieren.
Zur Einstellung der Triggerdetektoren wurden Messungen im Labor durchgeführt, bei denen zunächst der optimale Arbeitspunkt der verwendeten Photomultiplier bestimmt wurde. Dazu wurde eine ^{90}Sr-Quelle benutzt. Die Abhängigkeit der Zählraten von der angelegten Spannung zeigen die Abb. 5.7 und Abb. 5.8. Anhand der Resultate wurde der Arbeitspunkt des Szintillators auf 1450 V, der des Čerenkov-Detektors auf 2250 V festgelegt.

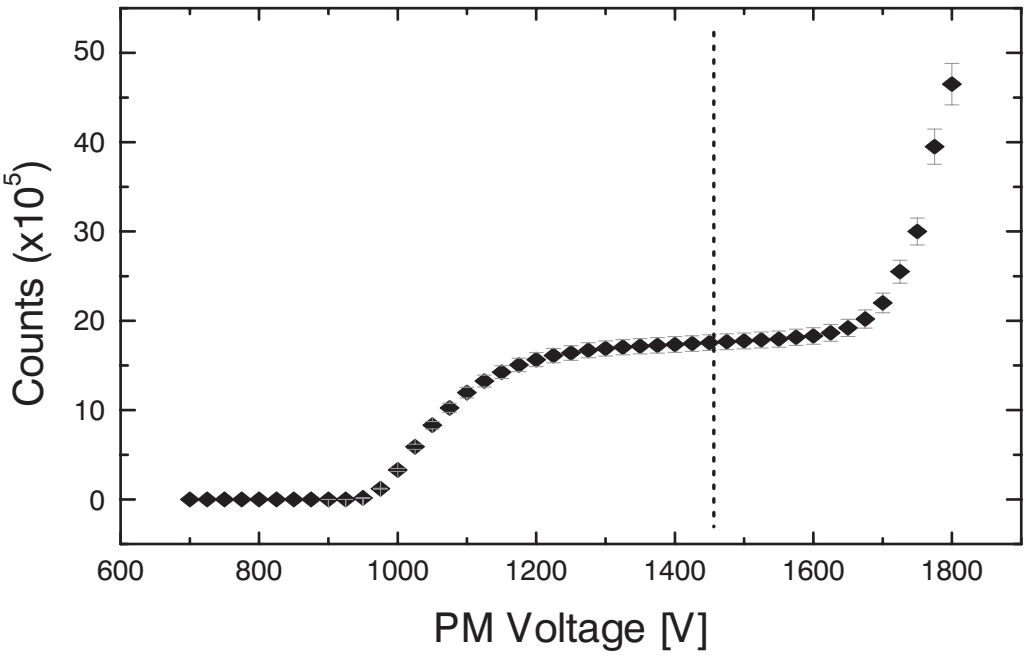

Abb. 5.7: Arbeitspunktbestimmung für den Photomultiplier des Szintillators. Die gestrichelte Linie kennzeichnet den optimalen Arbeitspunkt.

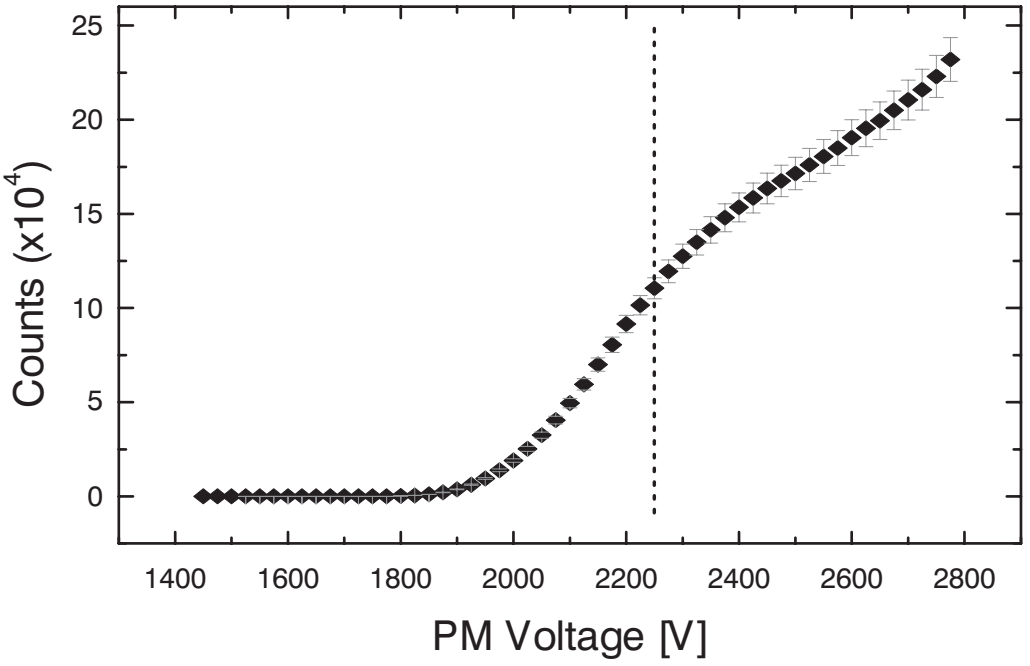

Abb. 5.8: Arbeitspunktbestimmung für den Photomultiplier des Čerenkov-Detektors. Die gestrichelte Linie kennzeichnet den optimalen Arbeitspunkt.

Anschließend wurde mittels einer ^{137}Cs-Quelle die optimale Einstellung für die Constant-Fraction-Diskriminatoren gefunden. Diese wandeln das Signal der Photomultiplier in einen NIM-Puls um. Für einen Plastikszintillator der hier gewählten Dicke ist der maximale Energieverlust der 661 keV γ-Quanten dieser Quelle durch Compton-Streuung nahezu identisch mit dem minimalionisierender Elektronen. Der Diskriminator wird so eingestellt, daß solche Ereignisse gerade noch registriert werden. Dadurch ist gewährleistet, daß später Elektronen jeder Energie detektiert werden und gleichzeitig das Signal-Untergrundverhältnis optimal ist. Zusätzlich kann an die Detektoren zum Test ein Pulsersystem angeschlossen werden. Über einen Lichtleiter mit gekoppelter LED wird eine fest definierte Lichtmenge in das Detektormaterial eingebracht. So läßt sich das Verhältnis aus Pulshöhe und Lichtmenge bestimmen. Dies stellt eine alternative Methode zur Arbeitspunktbestimmung und zur optimalen Einstellung dar.

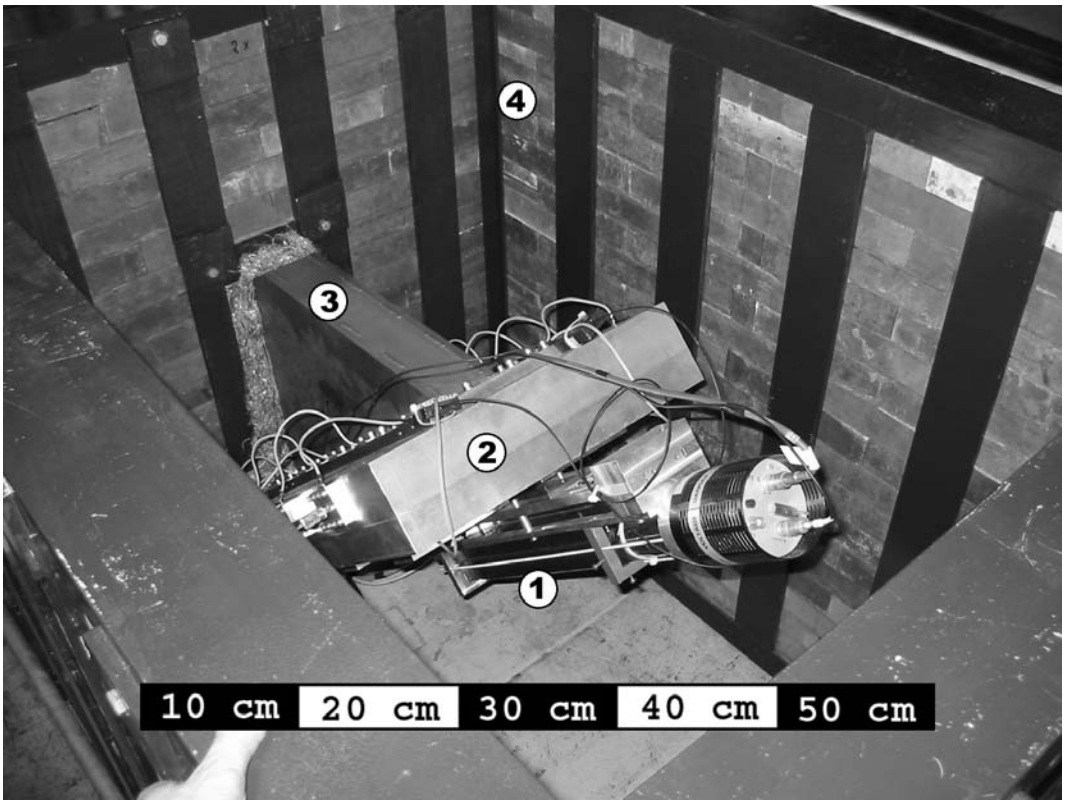

Abb. 5.9: Das fertig aufgebaute, neue Detektorsystem des 169°-Spektrometers. ① Triggerdetektoren; ② Detektorgehäuse; ③ Flansch des Spektrometers; ④ Bleiabschirmung.

In Abb. 5.9 ist das fertig montierte System zu sehen. Die Triggerdetektoren lassen sich einzeln oder in Koinzidenz betreiben. Bei den späteren Messungen zeigte sich, daß zum einwandfreien Betrieb des Spektrometers nur der Čerenkov-Detektor nötig ist. Der Detektor ist schnell genug und seine Selektivität für geladene Teilchen unterdrückt den vorhandenen Untergrund gut [34].

5.3 Targetkammer

Um den Experimentierplatz am 169°-Spektrometer wieder in Betrieb nehmen zu können und den Meßbetrieb zu optimieren, wurden eine Reihe von Modifikationen an der vorhandenen Targetkammer vorgenommen. Der bisher eingesetzte Targetaufzug mußte z.B. komplett überholt werden. In Abb. 5.10 ist ein Foto des neuen Targetaufzuges zu sehen.

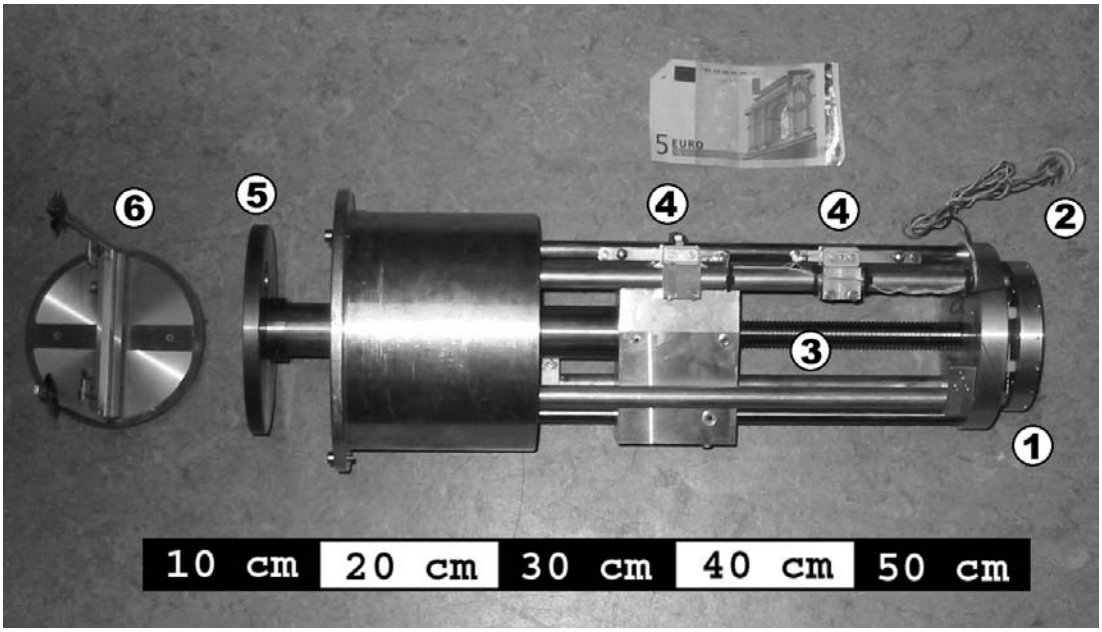

Abb. 5.10: Neuer Targetaufzug. ① Magnetkupplung; ② Anschluß für den Drehimpulsgeber und die Endabschalter; ③ kugelgelagerte Gewindestange; ④ Endabschalter; ⑤ Aufnehmerplattform für den Targetrahmenhalter; ⑥ Targetrahmenhalter.

Da im Vakuum keine Schmiermittel eingesetzt werden können, wurde er auf ein schmiermittelfreies Kugellagersystem umgerüstet. Der verwendete Motor wurde durch ein modernes Schrittmotorsystem ersetzt. Da der Schrittmotor nicht vakuumtauglich ist, befindet er sich außerhalb der Targetkammer und wird über eine eigens entwickelte Magnetkupplung mit der Mechanik des Targetliftes gekoppelt. Ein Magnetschalter (Reed-Kontakt) sorgt für eine Rückmeldung der Drehbewegung. Zusätzlich sind zwei Endabschalter angebracht, die eine Kalibrierung erlauben. Außerdem wurde ein neuer Halter für die Targetrahmen gebaut. Er ist mit einer Winkelbeschriftung versehen und erleichtert so das Einstellen der Targetwinkel. In Abb. 5.11 kann man den eingebauten Targetaufzug in der geöffneten Targetkammer erkennen.

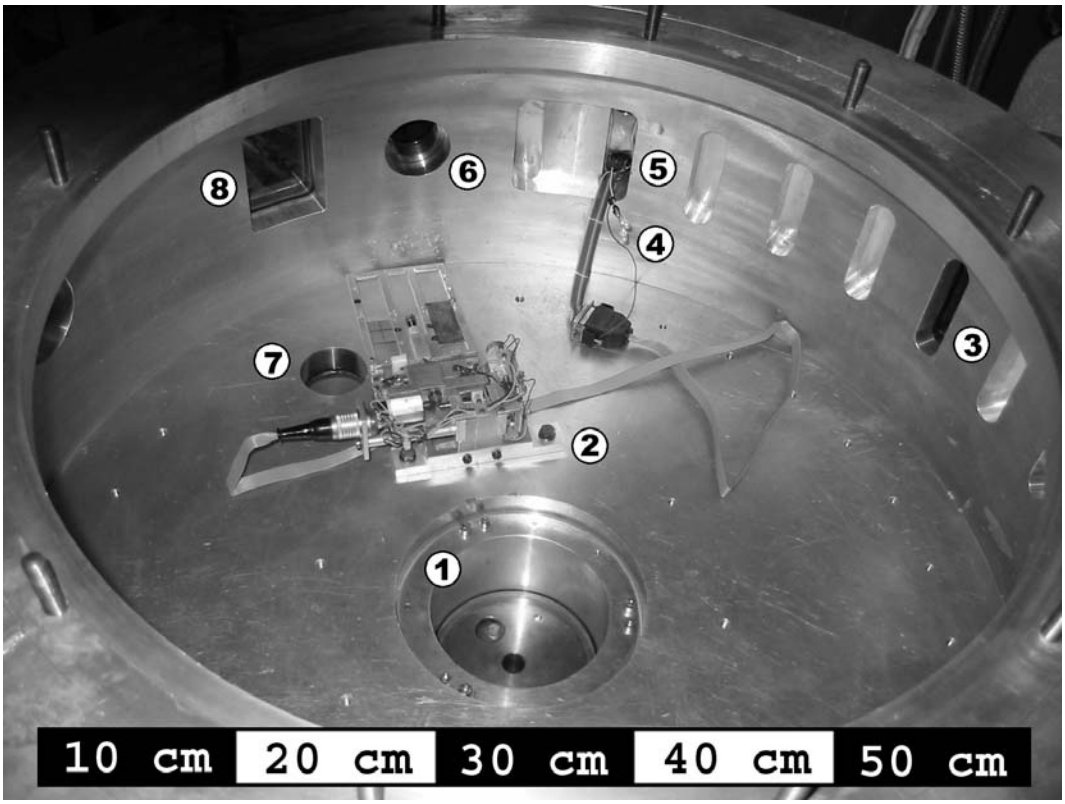

Abb. 5.11: Blick in die geöffnete Targetkammer. ① Targetaufzug; ② Klapptargetvorrichtung; ③ Elektronenaustrittsfenster zum Spektrometer; ④ Targetkammerbeleuchtung; ⑤ Vakuumdurchführung; ⑥ Eintrittsfenster der Elektronen vom S-DALINAC und des Laserstrahls zur Justierung; ⑦ Anschluß zur Vakuumpumpe; ⑧ Kamerafenster.

Innerhalb der Targetkammer werden zum Einstellen des Elektronenstrahls Leuchttargets benötigt. Deshalb befindet sich vor dem eigentlichen Target eine Vorrichtung, die zwei verschiedene Leuchttargets in den Strahl klappen kann. Diese Vorrichtung wurde überholt und an die Schrittmotorsteuerung des Targetaufzuges angeschlossen. Die Leuchttargets werden mit einer Kamera durch ein Quarzglasfenster in der Targetkammer beobachtet. Auf den Targets sind Millimetermarkierungen zur Justage des Strahls angebracht. Damit diese immer gut sichtbar sind, wurde innerhalb der Kammer eine LED-Beleuchtung installiert. Auch diese wird über die Schrittmotorsteuerung kontrolliert. Schließlich wird mit dieser Steuerung noch ein Justier-Laser angesprochen. Dieser erzeugt einen Leuchtpunkt auf dem Target oder Leuchttarget der exakt die Strahlachse wiedergibt. Im Rahmen einer Diplomarbeit [71] entstand auf Basis von LabView ein Programm, mit dem sich die Schrittmotorsteuerung und alle an ihr angeschlossenen Komponenten bequem über ein graphisches Benutzerinterface unter Windows steuern lassen.

5.4 Strahlführung

Eine Reihe von Maßnahmen waren auch zur Wiederinbetriebnahme der Strahlführung und einer Verbesserung der Ansteuerung ihrer Elemente notwendig. So wurden alle Korrektur- und Lenkmagnete durch neu gewickelte ersetzt. Die Netzteile der Lenkmagnete können mittels eines Adapters über eine Netzwerkverbindung gesteuert werden. Ebenso wurden neue, ebenfalls über die Netzwerkverbindung steuerbare Netzteile für die Quadrupole der Strahlführung installiert. Der gesamte Aufbau wurde mit einem modernen Vakuummeßsystem bestückt. Dazu wurden an der Strahlführung, am Faraday-Cup, an der Targetkammer und am Spektrometer selbst mehrere Sensoren angebracht, die das Vakuum permanent und selbständig messen. Diese Vorrichtung wurde außerdem mit dem Schutzsystem des Beschleunigers gekoppelt, um diesen vor einer Belüftung zu schützen. Außerdem wurde die Strahlstrommeßvorrichtung am Faraday-Cup mittels einer handelsüblichen Batterie mit angeschlossenem Spannungsteiler geeicht.

In Abb. 5.12 ist die gesamte Strahlführung inklusive des 169°-Spektrometers schematisch dargestellt. Speziell sei hier noch der sog. Rotator zu erwähnen. Er besteht aus den Quadrupolen E4QR01a, E4QR02a, E4QR03, E4QR02b und E4QR01b. Da das Spektrometer zur Untergrundreduktion und wegen des sich so ergebenden kleinen Öffnungswinkel in der Streuebene aus der Strahlebene herausgedreht ist, wird er benötigt, um die Dispersionsrichtung des Strahls um 90° zu drehen und so an das Spektrometer anzupassen.

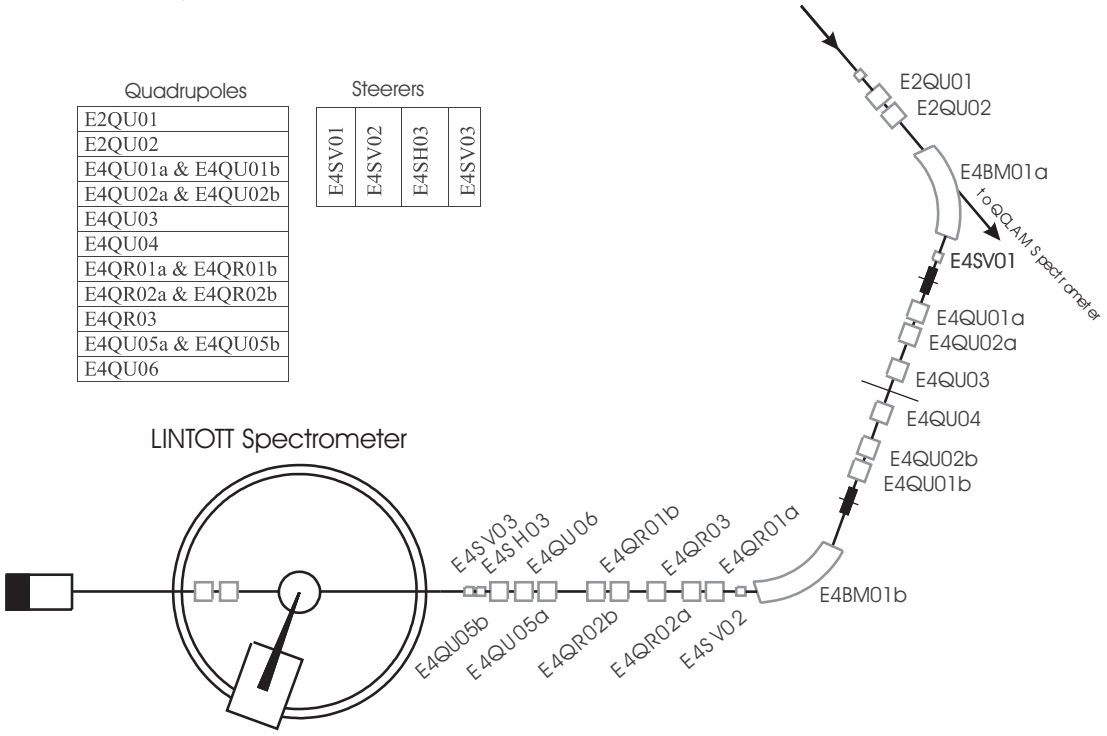

Abb. 5.12: Schematische Darstellung des 169°-Spektrometer und seiner Strahlführung.

In Abb. 5.13 ist der fertige Experimentierplatz mit komplett installiertem Detektorsystem und Detektorabschirmung zu sehen.

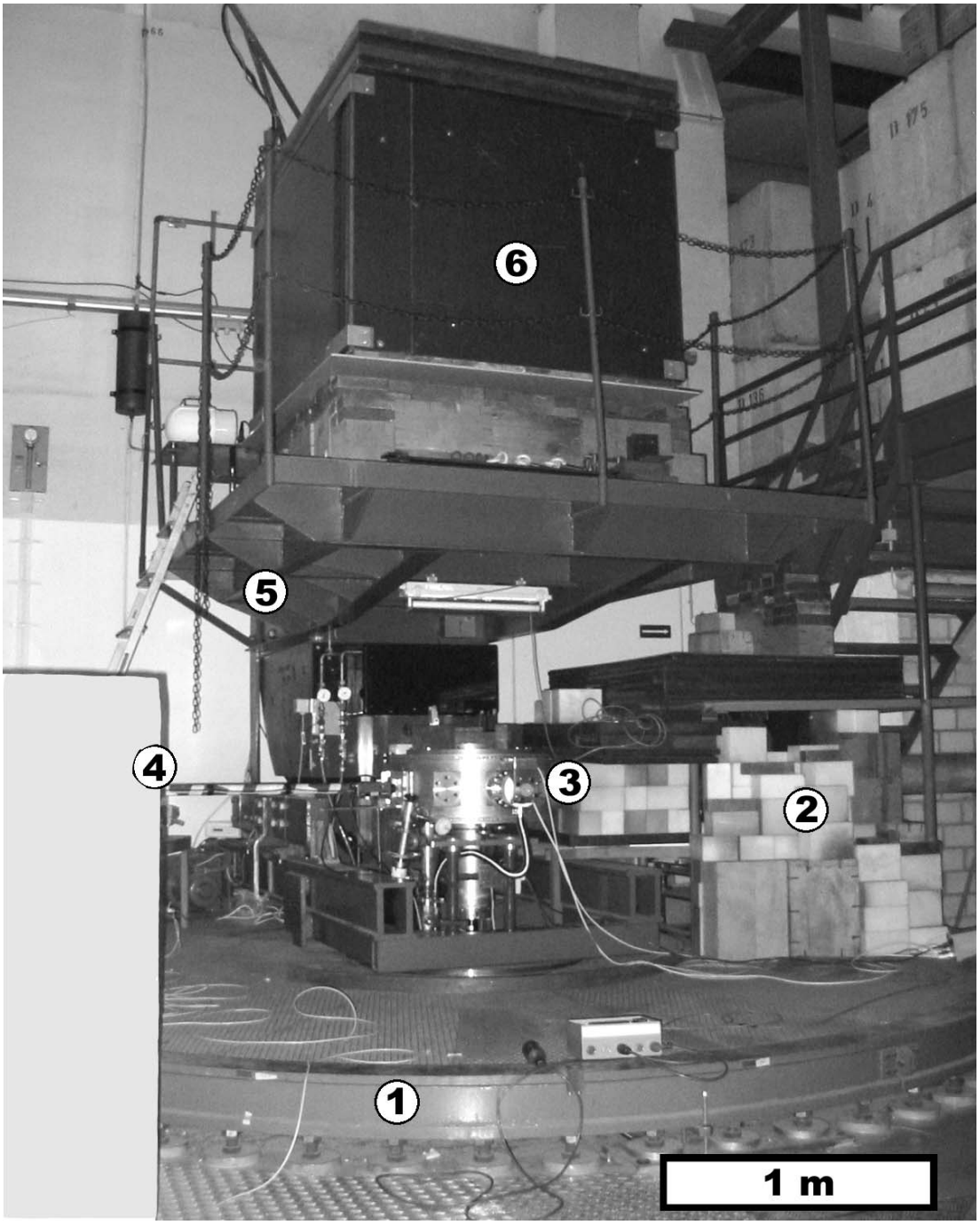

Abb. 5.13: Der fertig aufgebaute Experimentierplatz am 169°-Spektrometer: ① Drehkranz des Spektrometers; ② PE-Abschirmung der refokussierenden Quadrupole; ③ Targetkammer; ④ Ende des Strahlführungssystems; ⑤ Spektrometer; ⑥ PE-Abschirmung.

6 Vorverstärker

Da am LINTOTT-Spektrometer ein neues und modernes Halbleiterstreifendetektorsystem zum Einsatz kommen sollte, stellte sich als erstes die Frage nach den verwendeten Vorverstärkern. Sie wurde im Rahmen einer Diplomarbeit [34] bereits beantwortet. Es wird der am CERN gefertigte GASSIPLEX-Chip [49, 50] eingesetzt. Im Folgenden wird die Entwicklung zum endgültigen System erläutert. Dies stellt, wegen der kleinen Nutzsignale des Halbleiterdetektors und der sich daraus ergebenden Probleme, eine der bedeutensten Leistungen dieser Arbeit dar. Schließlich wurden Testmessungen vorgenommen und deren Ergebnisse werden diskutiert. Abbildung 6.1 zeigt ein fertiges Vorverstärkermodul, von dem später 8 am Detektorsystem des Spektrometers eingesetzt werden.

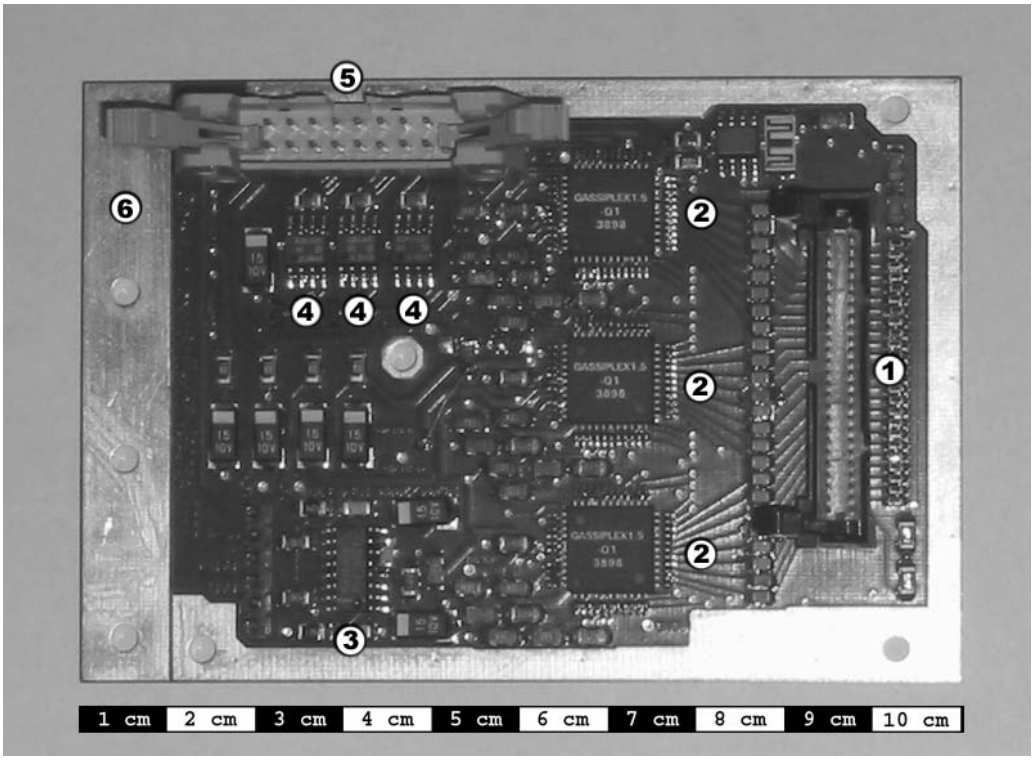

Abb. 6.1: Vorverstärkermodul für 48 Streifen eines Halbleiterdetektors: ① Stecker zum Anschluß an den Halbleiterdetektor; ② GASSIPLEX-ICs; ③ Treiber für die analogen Signale der GASSIPLEX-ICs; ④ Treiber für die Steuersignale von der Ausleseelektronik; ⑤ Stecker zum Anschluß an die Ausleseelektronik und die Spannungsversorgung; ⑥ Masseflächen zum Abtransport der Verlustwärme.

6.1 Funktionsweise

Bei dem eingesetzten Vorverstärker IC, dem GASSIPLEX-Chip, handelt es sich um einen 16-kanaligen ladungsempfindlichen Verstärker mit Pulse-Shaper- und Filter-Einheit und einer Sample & Hold-Stufe. Ein derartiger Vorverstärkertyp hat verschiedene Vorteile. Ein spannungsempfindlicher Verstärker z.B. ist sensitiv gegenüber Kapazitätsänderungen der Quelle. Ein Halbleiterdetektor stellt jedoch einen Kondensator dar, dessen Kapazität stark von der verwendeten Vorspannung abhängt. Da diese aber immer gewissen Schwankungen unterliegt, scheidet dieser Verstärkertyp aus. Ein stromempfindlicher Verstärker benötigt eine niederohmige Signalquelle. Auch diese Bedingung erfüllt ein Halbleiterdetektor im Reverse-Bias-Betrieb nicht ($R_{\text{int}} \geq 10$ MΩ) [46]. Die Pulse-Shaper- und Filter-Einheit spielt in der realisierten Anwendung eine geringe Rolle, da nur der Puls registriert werden soll. Die von ihm eingeschlossene Fläche interessiert nicht. Dazu ist ein Signal-Rauschverhältnis von 5:1 angestrebt, erreicht werden mindestens 15:1. Beim Auslesen der verwendeten GASSIPLEX-ICs bedient man sich eines seriellen Verfahrens. Dieses soll anhand von Abb. 6.2 im Folgenden erklärt werden.

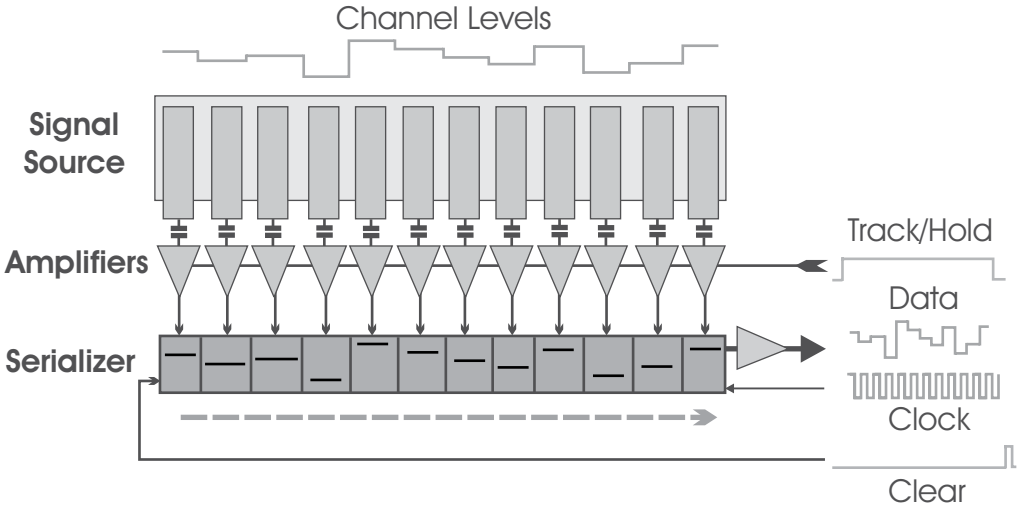

Abb. 6.2: Schematische Darstellung des seriellen Auslesens der verwendeten GASSIPLEX-ICs.

Nachdem die Ladung an den Eingängen eine gewisse Zeit akkumuliert wurde, fixiert die Sample & Hold-Stufe für die Dauer des Auslesens die Analogwerte an

den Ausgängen der 16 Verstärkerstufen. Durch ein externes Taktsignal können die Spannungen der 16 Kanäle nacheinander auf einen internen Nachverstärker gelegt werden, an dessen Ausgang sie dann zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung stehen. Am Ende eines solchen Lesevorgangs mit 16 Takten muß der Chip zum erneuten Auslesen durch einen Impuls wieder auf den ersten Kanal gesetzt werden. Für eine erneute Messung muß die Sample & Hold-Stufe wieder freigegeben werden. Danach wird noch eine gewisse Zeit gegen einen erneuten Meßvorgang gesperrt, um den Eingangsverstärkern die Möglichkeit zu geben, ihre Nullwerte wieder zu erreichen. Es handelt sich hier um das sog. Baseline-Recovery.
Auf der Vorverstärkerplatine werden 3 GASSIPLEX-ICs so miteinander gekoppelt, daß sie wie ein einziger Chip mit 48 Kanälen erscheinen. Man nennt dies „daisy-chaining“. Weitere Informationen zu den GASSIPLEX-ICs sind in einem gesonderten Laborbericht festgehalten [70]. In Abb. 6.3 ist der zeitliche Verlauf der verschiedenen, an einem Auslesevorgang beteiligten Signale gezeigt.

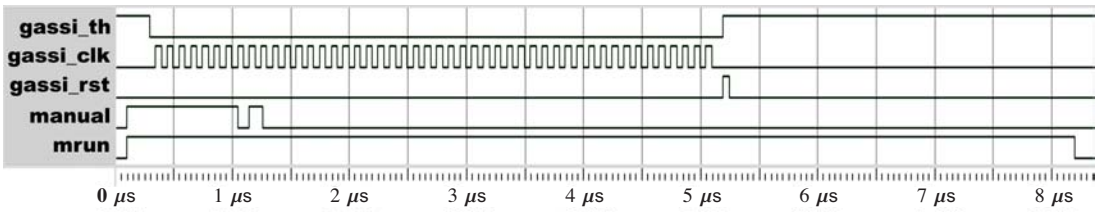

Abb. 6.3: Der zeitliche Verlauf wichtiger Signale bei einem kompletten Auslesevorgang. Das Bild stammt aus einem Program mit dem die Funktion der Elektronikkomponenten vor der Inbetriebnahme simuliert wurden. Der Auslesevorgang startet mit dem softwaregenerierten Triggersignal *manual*. Das Signal *mrun* markiert den laufenden Auslesezyklus. Weitere Triggerpulse an *manual* haben jetzt keinen Einfluß mehr. Nach der Ladungssammlungszeit wird die Sample & Hold-Stufe mittels *gassi_th* aktiviert und die Analogwerte an allen 48 Kanälen eingefroren. Anschließend werden mit dem Taktsignal *gassi_clk* die Analogwerte aller Kanäle an den Ausgang des Vorverstärkers gelegt. Am Ende des sequentiellen Auslesens wird der Vorverstärker für den nächsten Vorgang auf den ersten Kanal zurück gesetzt. Dazu dient *gassi_rst*. Nach Ablauf der Baseline-Recovery-Zeit ist der Auslesevorgang beendet, zu erkennen an *mrun*.

6.2 Vorverstärkerelektronik

Beim endgültigen Design der Platine für die Vorverstärkermodule des Detektorsystems mußten mehrere Punkte berücksichtigt werden. Aufgrund der geringen Signalhöhe waren Rauschfreiheit und Störunempfindlichkeit hierbei besonders wichtig [72]. Es wurde deshalb eine 4-lagige Platine gefertigt. Zwei Lagen dienen hier ausschließlich als Träger für die Versorgungsspannungsleitungen. Die Versorgungsspannungen selbst werden von außen über einen Stecker zugeführt und sind über RC-Tiefpässe zur Entstörung [68] entkoppelt. Analoge und digitale Betriebsspannungen sind streng getrennt. Auf kürzeste Signalwege wurde durchweg geachtet. Große Masseflächen sollen Störeinstrahlungen eliminieren. Da sich die Vorverstärkerelektronik später im Vakuum befindet und eine nicht unerhebliche Verlustwärme produziert (ca. 300 mW pro Vorverstärkermodul), dienen die Masseflächen gleichzeitig als Leiter zum Abtransport der Verlustleistung. Um guten thermischen Kontakt zum metallischen Trägerrahmen der Vorverstärker und des Halbleiterdetektors zu gewährleisten, befindet sich an den Montagestellen der Platine kein Lötstoplack. Zahlreiche Bohrungen an diesen Stellen ermöglichen durch Schrauben eine enge Verbindung mit dem Rahmen (siehe Abb. 6.1). Eine Ultraschallreinigung nach der Fertigung diente der Verbesserung der Vakuumtauglichkeit.

Die Signale zum Steuern des Auslesevorgangs werden über differentielle Leitungstreiber an die GASSIPLEX-ICs geführt. Das ermöglichte längere Zuleitungen bei gleichzeitig erhöhter Störunanfälligkeit. Der GASSIPLEX-Chip selbst wird in seinem Si-Modus betrieben. Der legt die Einstellung der internen Filter- und Shaper-Einheiten fest und wird durch eine entsprechende Spannung an einem Pin des ICs eingeschaltet [50]. Das analoge Ausgangssignal der ICs besitzt einen Nullpunktoffset der im Durchschnitt um ca. 100 mV nach oben verschoben ist. Allerdings hat jeder Kanal einen etwas unterschiedlichen Offset und benötigt daher seinen eigenen Schwellenwert. Ein Widerstandsnetzwerk verschiebt die Nulllinie um die genannte Spannung nach unten. Diese Anpassung war notwendig, um später den Dynamikbereich der Ausleseelektronik optimal ausnutzen zu können. Das korrigierte Meßsignal wird auf eine weitere Verstärkerstufe gegeben. Dadurch werden die Ausgänge der GASSIPLEX-Chips nicht durch hohe Ströme belastet, die Stufe dient als Impedanzwandler. Sie besteht aus einem sehr schnellen Operati-

onsverstärker [73] mit differentiellem Ausgang [74]. Dieser Ausgang ist mit 50 Ω abgeschlossen, und der Verstärkungsfaktor beträgt 20. Dadurch ergibt sich im Si-Modus der GASSIPLEX-Verstärker mit 6.15 mV/fC ein Signal von 123 mV/fC an einer 50 Ω-Senke. Der angeschlossene ADC ist für den sich daraus ergebenden Dynamikbereich (16.65 fC entsprechend 2.048 V) ausgelegt worden.
Eingangsseitig wurde der verwendete Halbleitermikrostreifenzähler über einen sog. High-Density-Stecker an die Elektronik angeschlossen. Dies geschah natürlich mit minimalen Leitungslängen. Der Halbleiterdetektor wurde über RC-Glieder [68] wechselspannungsgekoppelt (AC coupling) [46]. Dies war nötig, um die Bias-Gleichspannung der Detekoren von den Eingängen der GASSIPLEX-Chips zu trennen. Ein weiterer Operationsverstärker mißt über einen Shunt-Widerstand den durch den Detektor fließenden Strom und stellt ihn als Spannung zur weiteren Verarbeitung an einem Stecker zur Verfügung. An diesem Stecker wird auch die Vorspannung für den Halbleiterdetektor angeschlossen. Abbildung 6.4 zeigt nochmals schematisch die Ankopplung des Detektors an die Vorverstärker-Module.

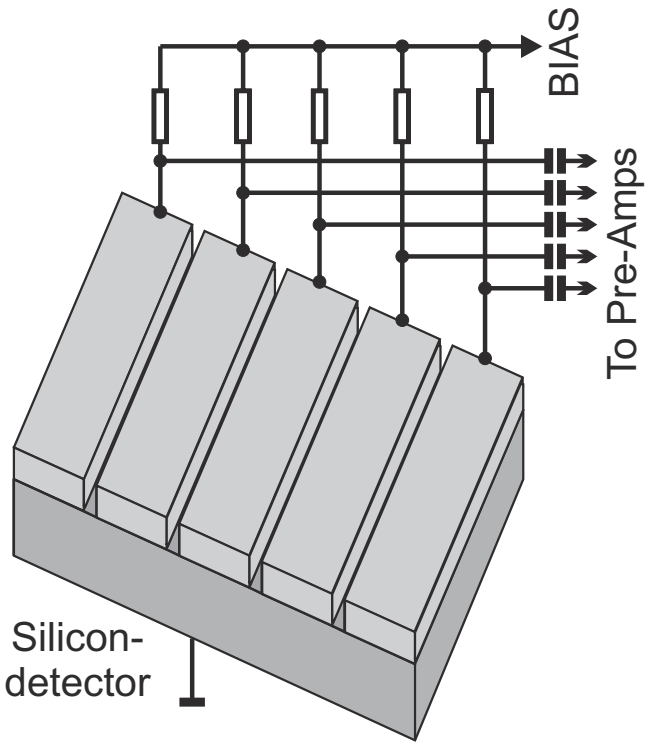

Abb. 6.4: Schematische Darstellung der Kopplung der Halbleiterdetektoren an die verwendeten GASSIPLEX-ICs.

6.3 Messungen

Testmessungen an der fertigen Vorverstärkerelektronik gaben Auskunft über deren Leistungsfähigkeit. Sie wurden im Labor mit Hilfe eines Aufbaus unter Nutzung der Entwicklungsplattform der Ausleseelektronik, die im folgenden Kapitel näher beschrieben wird, realisiert. Zur Verminderung von Störstrahlung (Mobiltelefon, etc.) fanden alle Messungen innerhalb einer eigens dafür konstruierten Aluminiumkiste und im Dunkeln statt.
Zunächst wurde das Rauschen untersucht. Dazu wurde jeweils ein Vorverstärkermodul mit dem Halbleiterdetektor verbunden. Die Vorspannung am Detektor entsprach den Herstellerangaben (≈ 80 V). Der Vorverstärker wurde 65535 Mal nach dem oben beschriebenen Verfahren ausgelesen. Aus den Meßwerten für jeden Kanal wurde eine Statistik der Spannungsverteilungen erstellt. Sie läßt sich gut durch eine Gaußverteilungen beschreiben. Abbildung 6.5 zeigt exemplarisch für 10 Kanäle das Ergebnis dieses Vorgehens. Die Schwerpunkte der Gaußkuven entsprechen dabei den Nullpunktoffsets der einzelnen Kanäle. Wie zu sehen ist, schwanken sie erheblich. In Abb. 6.6 sind die Nullpunktoffsets aller 48 Kanäle eines Verstärkermoduls aufgetragen. Dies verdeutlicht nochmals die großen Schwankungen dieser Offsets selbst innerhalb eines GASSIPLEX-ICs. Wie bereits erwähnt, benötigt aus diesem Grund jeder Kanal seinen eigenen Schwellenwert. Für alle Kanäle wurde das σ-Interval der Gaußverteilung des Rauschens bestimmt. Außerdem wurde aus allen diesen Ergebnissen ein Mittelwert von 24 mV bestimmt. Die Abweichungen der einzelnen Kanäle von diesem Wert sind gering (ca. 1 mV), ihr Verhalten ist nahezu identisch. Diese Spannung entspricht einem Rauschen von 0.2 fC. Bei einem erwarteten Signal am Halbleiterdetektor von ca. 4 fC ergibt das ein ausreichendes Signal-Rauschverhältnis. Im späteren Meßaufbau am Spektrometer zeigte sich, daß dieses Verhältnis sogar noch besser wurde. Dies liegt wahrscheinlich am besser abschirmenden, HF-dichten Gehäuse des endgültigen Detektorsystems.

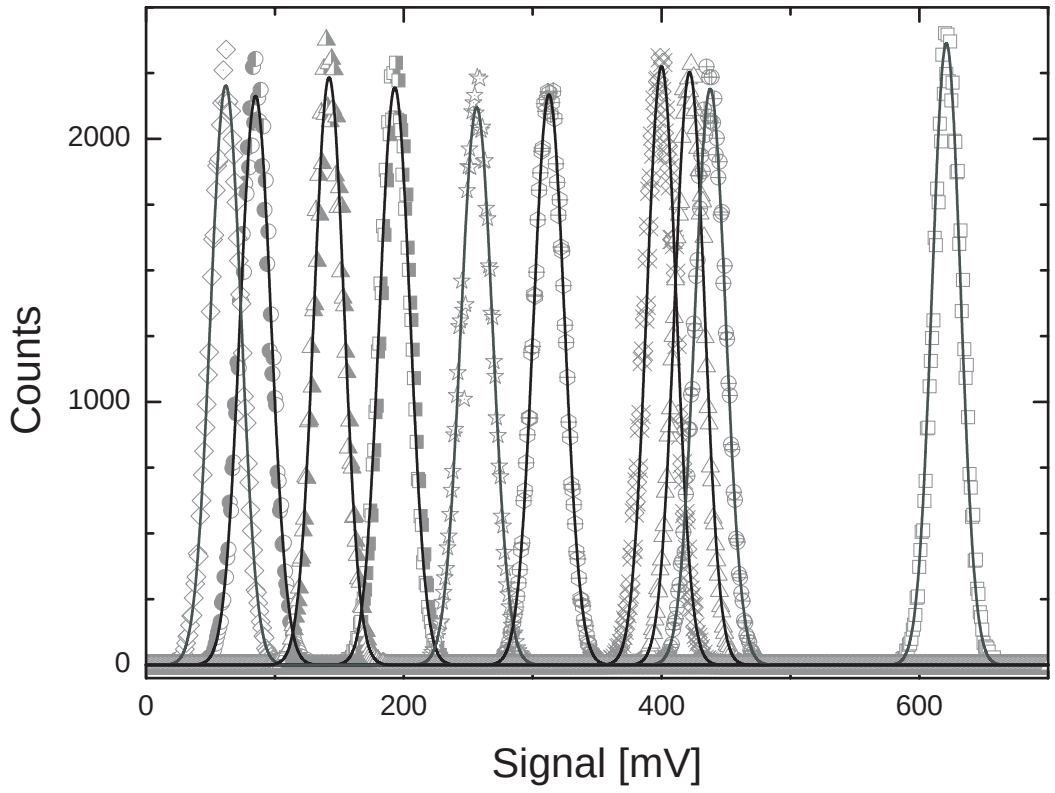

Abb. 6.5: Bestimmung des Rauschens einzelner Kanäle eines Vorverstärkers. Beispiel der statistischen Verteilung der Ausgangsspannung von 10 Kanälen und der jeweiligen Anpassung durch eine Gauß-Kurve.

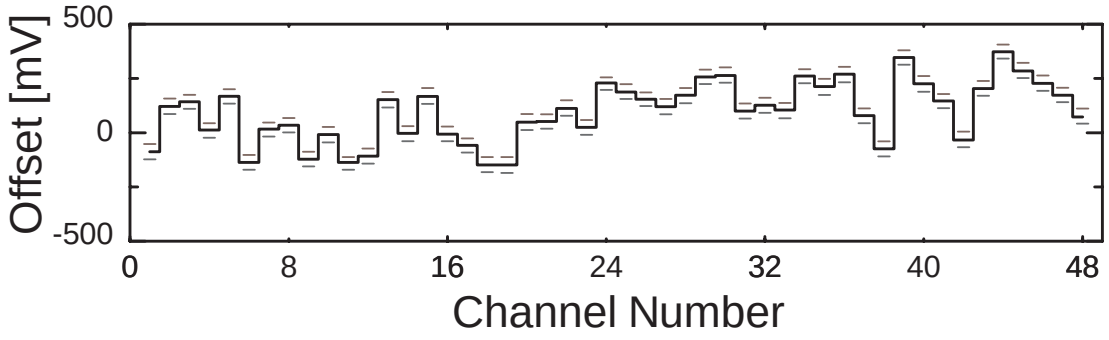

Abb. 6.6: Verteilung der Nullpunktoffsets der 48 Kanäle eines Verstärkermoduls. Zu jedem Nullpunktoffset ist der jemals gemessene Minimal- und Maximalwert eingezeichnet.

Als nächstes wurde der Einfluß der Ladungssammelzeit auf die Höhe der erhaltenen Signale am Ausgang des Vorverstärkers untersucht. Diese Zeit wird auch

„Peaking-Time“genannt. Liegt an einem Eingang des Verstärker-ICs eine Ladung an, erzeugt die interne Filter- und Shaper-Stufe des Chips einen Puls mit einer ganz spezifischen Signalform und Dauer. Es ist wichtig, das Signal an seinem Maximum einzufrieren, um es für den sequentiellen Auslesevorgang zur Verfügung zu haben. Dies beeinflußt entscheidend das Signal-Rauschverhältnis. Wird zu früh oder zu spät abgetastet, ist das Signal zu klein und hebt sich nicht ausreichend vom Rauschen ab. Diese Zeit ist damit die Verzögerung zwischen eintreffendem externen Triggersignal und Aktivierung der Sample & Hold-Stufe. Eine Messung der Peaking-Time zeigt Abb. 6.7 exemplarisch für einen Kanal.

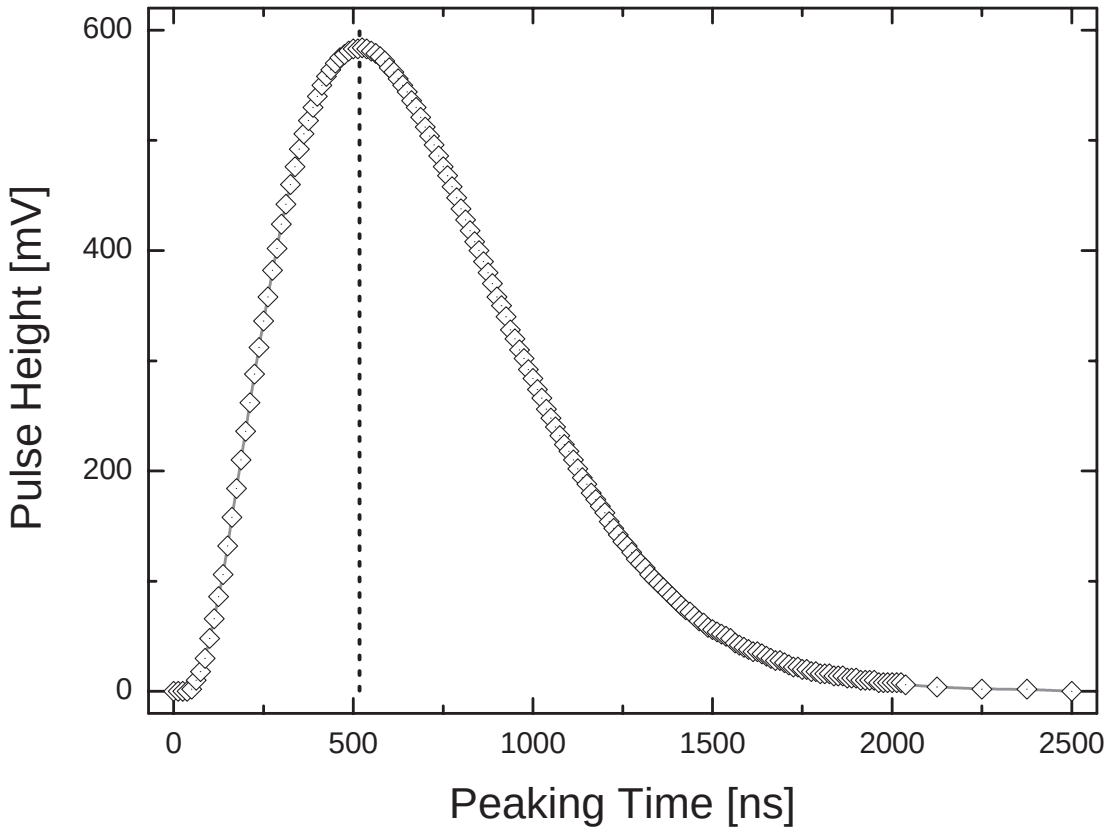

Abb. 6.7: Abhängigkeit der Signalhöhe am Ausgang des Verstärkermoduls von der Ladungssammelzeit. Gemessen wurde ein 10 mV Puls an einer Kopplungskapazität von 0.47 pF. Dies entspricht einer aufgebrachten Ladung von 4.7 fC. Die gestrichelte Linie kennzeichnet das Maximum bei 525 ns. Das vom Hersteller angegebene Maximum liegt bei 510 ns.

Zur Bestimmung der Peaking-Time wurde an die Eingänge des Verstärkermoduls anstatt des Halbleiterdetektors, über einen Kondensator gekoppelt, ein Pulser angeschlossen. Die Signalhöhe des Pulses betrug 10 mV, die Kapazität des Koppelkondensators 0.47 pF. Das entspricht einer eingebrachten Ladung von 4.7 fC. Der Auslesevorgang wurde synchron zu diesem Puls gestartet. Die Verzögerung bis zum Aktivieren der Sample & Hold-Stufe wurde sukzessive erhöht. Ein Maximum ist bei ca. 525 ns zu erkennen. Dies stimmt gut mit den Angaben des Herstellers (510 ns) überein. Die anderen Kanäle aller Verstärkermodule zeigten ein entsprechendes Verhalten. Beim endgültigen Experimentaufbau wurden die Kabellängen und die damit verbundenen Signallaufzeiten beachtet um ein optimales Ergebnis zu erzielen.

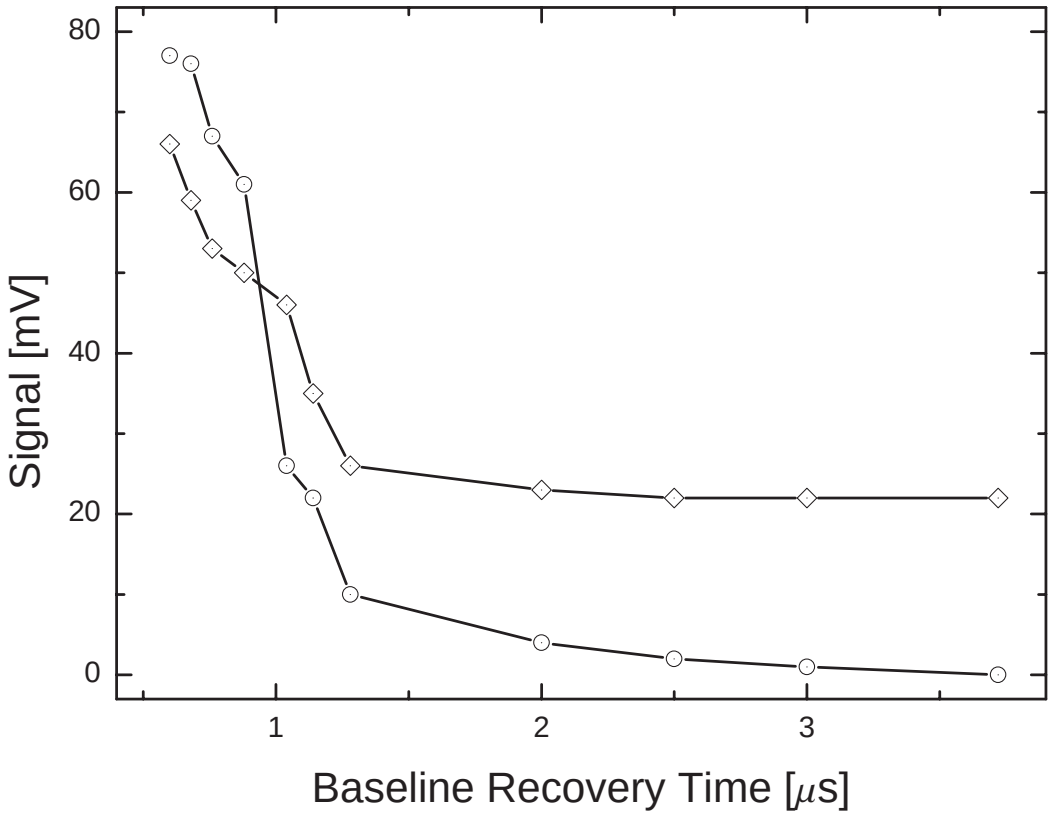

Abb. 6.8: Abhängigkeit des Nullpunktoffsets (Kreise) und des Rauschens (Rauten) eines Kanals des Verstärkermoduls von der Erholzeit nach einer Messung.

Um das Timing des Auslesens zu optimieren, wurde schließlich eine Messung zum Minimieren der sog. Base-Line-Recovery-Time unternommen. Das ist die Zeit, die die internen Verstärker benötigt um nach dem Deaktivieren der Sample & Hold-Stufe zu ihren Nullpunktoffsets zurückzukehren. Abbildung 6.8 zeigt eine Messung dieser Größe exemplarisch für einen Kanal des Vorverstärkers. Dazu wurde wieder der Halbleiterdetektor mit Vorspannung angeschlossen. Jetzt wurde durch wiederholtes Auslesen das Rauschen und der Mittelwert der Nullpunktoffsets der einzelnen Kanäle bei immer kleiner werdenden Zeiten für das Base-Line-Recovery bestimmt. Deutlich ist an der Messung zu erkennen, daß sich der Nullpunktoffset bei zu kurzer Verzögerung nicht wieder einstellen kann. Außerdem steigt das Rauschen der Verstärker stark an. Auf eine genügend große Erhohlzeit wurde deshalb geachten. Die vom Hersteller empfohlenen 3 μs stellen einen vernünftigen Wert dar, wobei Messungen mit 2 μs denkbar scheinen.

7 Ausleseelektronik

Da es sich bei der Ausleseelektronik um eine der wichtigsten Komponenten des neuen Detektorsystems handelt, wurde auf deren Entwicklung besonderen Wert gelegt. Ziel war es eine möglichst flexible, preisgünstige und kompakte Ausleseelektronik für den Experimentierplatz am LINTOTT-Spektrometer zu schaffen. Der in [34] beschriebene Prototyp war zwar grundsätzlich funktionstüchtig, seine Realisierung zeigte jedoch signifikante Mängel. Durch den Einsatz diskreter Logikbausteine [75–82] war die Flexibilität zu sehr eingeschränkt und die enorme Anzahl verwendeter Bausteine erforderte große Signalwege. Dies wiederum führte zu Störungen, welche die maximale Auslesegeschwindigkeit begrenzten. Die endgültige Lösung nutzt deshalb eine mikroprozessorgestützte Elektronik. Mit einer Intelligenz ausgestattet konnten neuartige Schnittstellen zu den datenverarbeitenden Computern eingesetzt werden, während der Prototyp noch eine ISA-Schnittstelle nutzte. Wegen des hohen Datendurchsatzes wird jetzt das am S-DALINAC bzw. im Institut für Kenphysik installierte Ethernet eingesetzt. Außerdem lassen sich durch dieses Konzept nachträglich zusätzliche Funktionen implementieren und Fehler beheben, ohne die Elektronik umbauen zu müssen. Lediglich eine Anpassung der Software des Prozessors wird notwendig.
Ein großes Problem hierbei war jedoch die sehr hohe Arbeitsgeschwindigkeit der Elektronik. Um Messungen bei hohen Strahlströmen zu ermöglichen, war eine maximale Zählrate von bis zu 100 kHz angestrebt. Hierbei treten in der Elektronik Frequenzen bis zu 40 MHz auf. Die Verwendung eines sehr schnellen Digital Signal Prozessors (DSP) kam wegen der komplizierten Handhabung dieses Prozessortyps nicht in Frage. Die Wahl fiel deshalb auf ein kombiniertes System, in dem die schnellen Vorgänge wie das Auslesen der Vorverstärker durch Logikbauteile gesteuert werden. Die komplizierteren, zeitunkritischen Abläufe, wie z.B. das Bedienen der Schnittstellen, übernimmt ein Mikrokontroller. Die Logik wird nicht mehr mit diskreten Bausteinen, sondern mittels sog. Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) und Complex Programmable Logic Devices (CPLDs) realisiert. Diese Bausteine bieten eine hohen Verarbeitungsgeschwindigkeit und ermöglichen das Anpassen ihrer Funktionen durch eine Programmierung. Entwicklungswerkzeuge stehen vom Hersteller zur freien Verfügung. Als Mikrokontroller wurde ein preiswerter 8-Bit Typ von ATMEL Corp. [83] mit vergleichsweise niedrigem Takt

gewählt. Seine Implementierung ist in jeder Hinsicht einfach und er läßt sich in Hochsprachen wie C programmieren. Alle notwendigen Entwicklungswerkzeuge sind beim Hersteller oder Zweitanbietern erhältlich. Auch der Prozessor kann innerhalb des Systems programmiert und getestet werden.

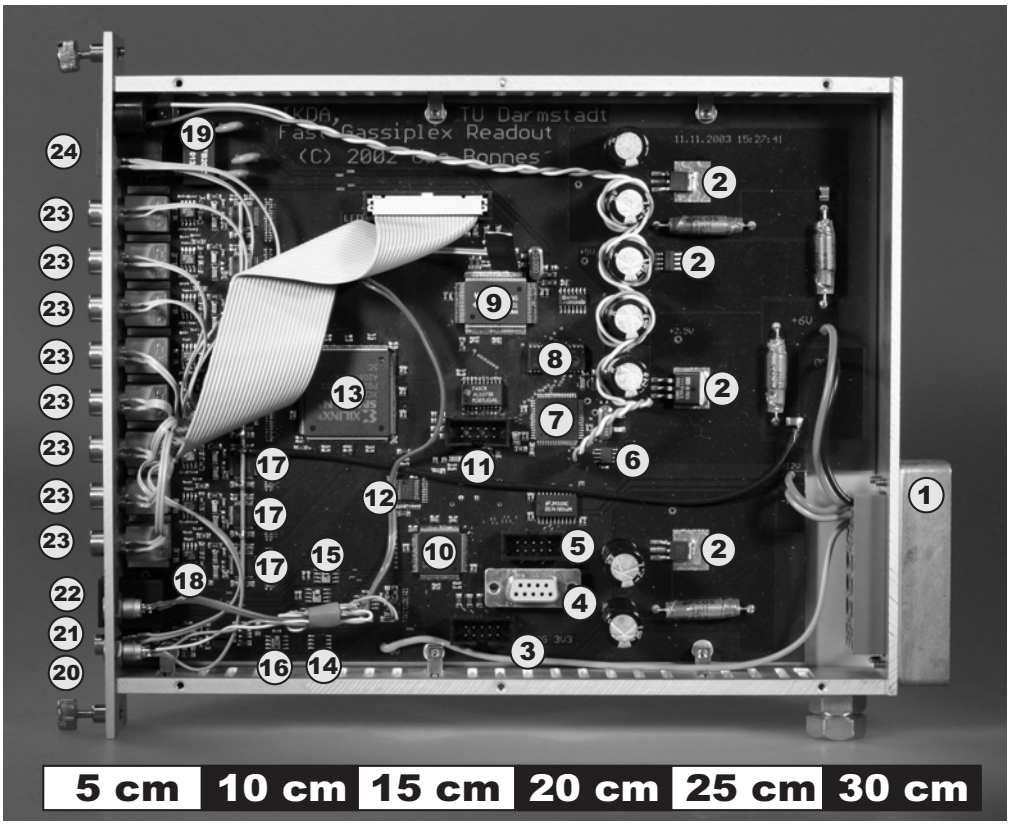

Abb. 7.1: Ausleseelektronik: ① NIM-Anschluß; ② Spannungsregler; ③ JTAG-Anschluß für das CPLD und das FPGA; ④ Serieller Programmieranschluß für den Mikroprozessor; ⑤ Serieller Debug-Anschluß; ⑥ 32 KByte EEPROM; ⑦ Mikroprozessor; ⑧ 32 kByte dynamischer Speicher; ⑨ Ethernet-Controller; ⑩ CPLD; ⑪ JTAG-Anschluß für den Mikroprozessor; ⑫ Konfigurations-EEPROM für das FPGA; ⑬ FPGA; ⑭ ECL/TTL-Konverter; ⑮ TTL/Differentiell-Konverter; ⑯ ADC-Referenzspannungsquelle; ⑰ Flash-ADC; ⑱ Differentielle Analog-Treiber; ⑲ Ethernet-Induktivität; ⑳ Trigger-Anschluß; ㉑ Ladungsmesseranschluß; ㉒ Steueranschluß für Vorverstärker; ㉓ Analoge Eingänge für Vorverstärker; ㉔ Ethernet-Anschluß.

Die fertige Ausleseelektronik zeigt Abb. 7.1 im Bild. Sowohl die mechanischen als auch die elektrischen Eigenschaften der Elektronik entsprechen dem NIM-Standard [46]. Die Ausleseelektronik ist dadurch mit einer Vielzahl von Geräten, die bei kernphysikalischen Messungen eingesetzt werden, kompatibel. In den folgenden Kapiteln wird die Ausleseelektronik und ihre Realisierung beschrieben.

7.1 Konzept

Die Ausleseelektronik muß eine Reihe von Anforderungen erfüllen. Nachdem extern oder per Software getriggert wurde, müssen alle notwendigen Steuersignale für einen Auslesevorgang der Vorverstärker zur Verfügung gestellt werden. Das externe Triggersignal setzt sich dabei aus den Signalen der beiden Triggerdetektoren zusammen. Ein Koinzidenzbetrieb soll möglich sein, aber auch Einzelbetrieb eines ausgewählten Triggerdetektors. Völlig eigenständig müssen Daten aufgenommen, reduziert und über eine Schnittstelle angeschlossenen Rechnern zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung gestellt werden. Diese Überlegungen führten zu dem folgenden Konzept, das in Abb. 7.2 schematisch dargestellt ist.

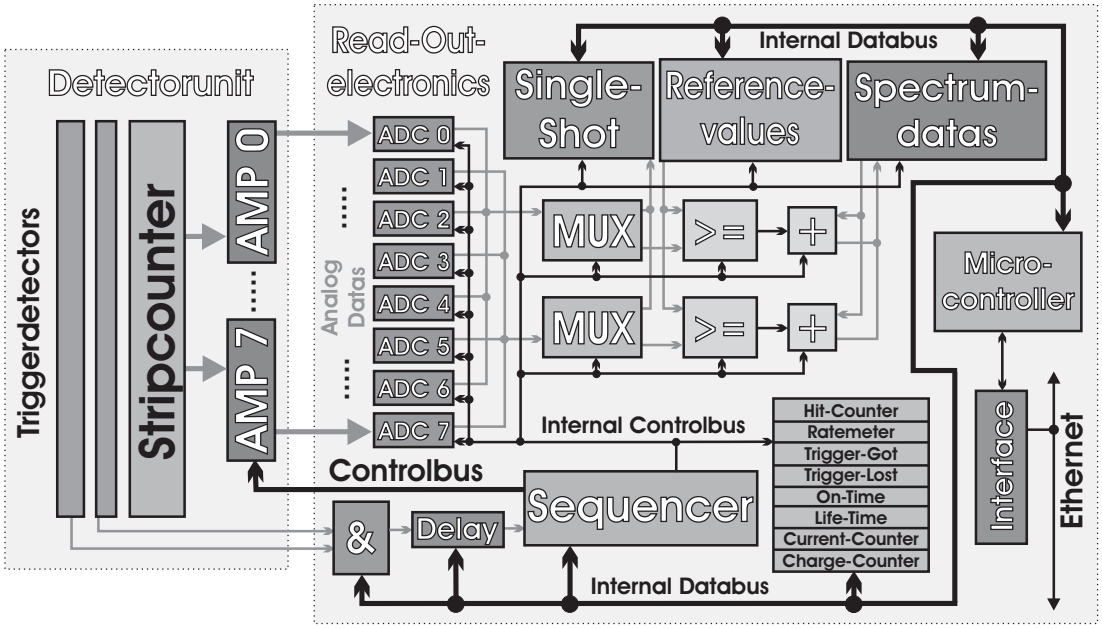

Abb. 7.2: Konzept der Ausleseelektronik in Verbindung mit dem Detektorsystem.

Der Sequenzer sorgt für den zeitgesteuerten und synchronen Ablauf aller Prozesse innerhalb der Ausleseelektronik. Hier treten die größten Verarbeitungsgeschwindigkeiten auf. Er erzeugt gleichzeitig die Steuersignale für die angeschlossenen Vorverstärker und sorgt so für das Rücksetzen dieser, das Einfrieren der aufgesammelten Ladung während des Auslesevorgangs und für das sequentielle Auslesen der einzelnen Vorverstärkerkanäle aus jedem der 8 Vorverstärkermodule.
Beim Eintreffen eines Triggersignals wird dieses zunächst um eine einstellbare Zeit verzögert damit sich die in den Streifen erzeugte Ladung an den Eingängen der Vorverstärker sammeln kann. Dann wird der eigentliche Auslesezyklus gestartet. Zunächst werden alle Vorverstärkereingänge eingefroren, um dann Taktsignale an alle Vorverstärker zu schicken. Bei jedem Takt wird innerhalb der Verstärker automatisch die Nummer des auszulesenden Vorverstärkerkanals inkrementiert. Außerdem stellt sich an deren Ausgängen eine Spannung ein, die zu der aufgesammelten Ladung im aktuellen Kanal proportional ist. Mittels dieses seriellen Verfahrens werden alle 384 Kanäle bzw. Halbleiterstreifen abgefragt. Am Ende wird in allen Vorverstärkern durch einen Resetimpuls die Nummer des auszulesenden Kanals für den nächsten Zyklus zurückgesetzt. Die Elektronik muß dann noch eine kurze Zeit gegen erneutes Triggern gesperrt bleiben, damit sich die Vorverstärker auf ihre Nulloffsets einpendeln können (Base-Line-Recovery).
Die aus den 8 Vorverstärkern stammenden analogen Signale der jeweils 48 Kanäle müssen mittels ADCs digitalisiert und mit den entsprechenden Schwellenwerten verglichen werden. Jeder Kanal besitzt seinen eigenen Schwellenwert. Ist der digitalisierte Analogwert des Kanals größer als sein Schwellenwert, wird der Kanal als Kandidat für ein mögliches Ereignis (Treffer des dem Kanal zugeordneten Detektorstreifens durch ein Elektron) markiert. Ideal wäre eine parallele Verarbeitung aller 8 ADC-Werte. Aus Mangel an Resourcen innerhalb des verwendeten FPGAs können aber jeweils nur 2 Werte gleichzeitig bearbeitet werden. Die 8 ADC-Werte werden deshalb auf diese 2 Verarbeitungspfade verteilt. Es wird immer ein gerader ADC-Kanal und der nächsthöhere ungerade zur selben Zeit bedient.
Jedem Vorverstärkerkanal ist ein saturierender Zähler zugeordnet, welcher von der Addiereinheit inkrementiert wird, wenn in dem entsprechenden Kanal ein Ereignis festgestellt wurde. Es können so also auch mehrere Ereignisse pro Auslesevorgang registriert werden. Dieser Effekt tritt z.B. auf, wenn ein Elektron zwei Detektorstreifen trifft oder wenn sich die erzeugte Ladung innerhalb des De-

tektors auf benachbarte Streifen verteilt. Dies verändert die Statistik ungünstig. Auch ist es möglich, daß zwei oder mehr Elektronen quasi zeitgleich den Detektor passieren. Eine geeignete Schwellenwahl kann diese Effekte beinahe ganz eliminieren. Eine weitere Möglichkeit ist, nur das Ereignis zu berücksichtigen, welches die größte Differenz zwischen Signal und Schwellenwert aufweist. Dieser Modus ist aber noch nicht völlig getestet. Ein weiterer, 4-bit Zähler ist jedem Kanal zugeordnet und protokolliert die Anzahl der Überläufe. Ein Überlauf stellt das Überschreiten des Dynamikbereichs der ADCs dar. Es ist durch Software einstellbar, ob Überläufe auch als Ereignis gewertet werden. Alle Zähler- sowie Schwellwertzellen sind durch Softwarezugriffe les- und schreibbar.
Zusätzlich steht ein Speicherbereich zur Verfügung, in dem die ADC-Werte jedes Kanals von einem Auslesevorgang gespeichert werden. Damit kann die Nullpunktverschiebung jedes Vorverstärkerkanals und so sein idealer Schwellenwert bestimmt werden. Auch läßt sich das Rauschen der Kanäle ermitteln. Diese Speicherzellen sind ebenfalls beliebig les- und veränderbar und werden Single-Shot-Memory genannt. Schließlich lassen sich zu jeder Zeit die aktuellen Wandlungswerte der 8 ADC-Wandler auslesen.
Ein Funktionsblock mit 48-Bit Zählern dient der Erfassung verschiedener experimenteller Größen. Hier wird einmal die Gesamtzahl von Ereignissen festgehalten. Diese dient zur Funktionsprüfung der Elektronik. Eine Zählerzelle, die periodisch gelöscht wird, ist mit dem kombinierten Triggersignal verbunden und wird von diesem inkrementiert. Dadurch läßt sich die Zählrate des Triggersystems bestimmen. Ein anderer Zähler protokolliert die Zeit, während der das System auf externe Triggerereignisse reagieren konnte, die sog. On-Time. Ein weiterer hält die Zeit fest, während der die Elektronik auch tatsächlich Ereignisse hätte auswerten können, die sog. Life-Time. Wird ein externer Triggereingang freigeschaltet, werden sowohl der On-Time- als auch der Life-Time-Zähler aktiviert. Der Life-Time-Zähler wird allerdings während eines Auslesevorgangs angehalten. Die Kombination aus beiden Zählern erlaubt die Bestimmung der Totzeit. Weiterhin wird mit zwei Zählern die Anzahl der Triggerereignisse gespeichert. Dabei handelt es sich um den Trigger-Got- und den Trigger-Lost-Zähler. Löst ein Ereignis einen Auslesevorgang aus, wird der Trigger-Got-Zähler inkrementiert. Empfängt die Elektronik einen Triggerimpuls während eines schon laufenden Auslesevorgangs, wird der Trigger-Lost-Zähler um eins erhöht. Auch diese beiden Zähler erlauben so

eine Bestimmung der Totzeit. Ein weiterer Zähler wird vom Signal eines externen Eingangs inkrementiert und durch einen laufenden Auslesevorgangs blockiert. Er dient als Eingang zur Ladungsmessung und bezieht sein Signal von einem Strom-Frequenz-Wandler am Faraday-Cup des Spektrometers. Dies erlaubt die genaueste Totzeitextraktion. Das externe Signal zur Ladungsmessung ist zusätzlich an einen letzten Zähler geführt, der ebenfalls periodisch zurückgesetzt wird. So kann der aktuelle Strahlstrom bestimmt werden. Alle Zähler sind les- und löschbar.
Als Schnittstelle zu den Rechnern, die die weitere Datenverarbeitung und Auswertung übernehmen, kommt eine Ethernetschnittstelle zum Einsatz. Sie eröffnet den Zugang zu bereits vorhandenen und weit verbreiteten Übertragungsprotokollen wie IP (Internet Protocol) und TCP (Transmission Control Protocol). Durch den Einsatz von TCP wird ein sicherer Datentransport gewährleistet und übergeordneten Protokolle (TELNET, HTTP, FTP, etc.) können genutzt werden.

7.2 Realisierung der Hardware

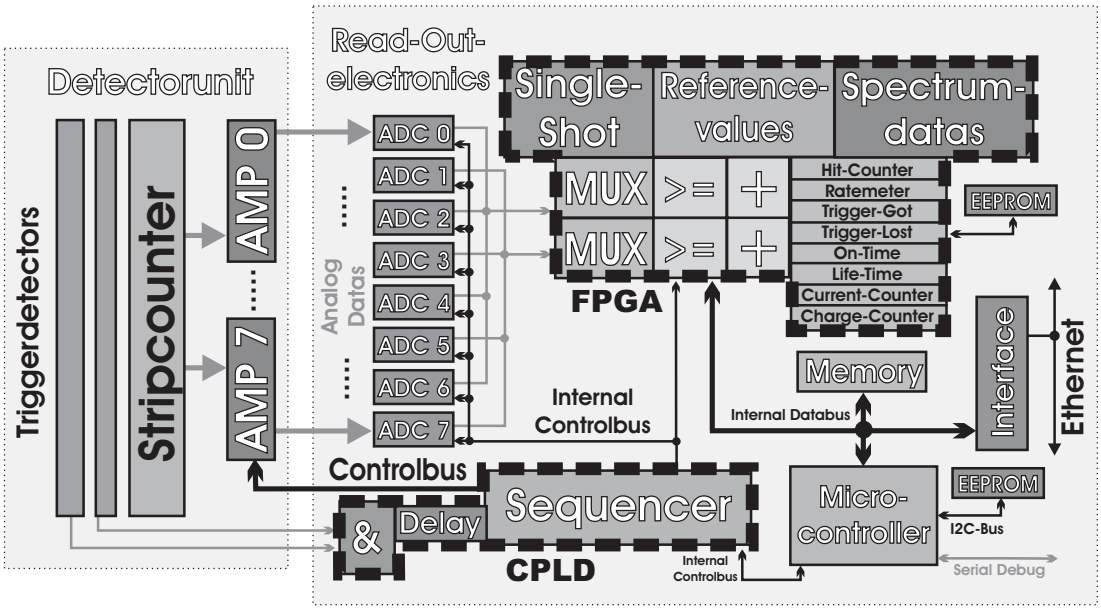

Abb. 7.3: Vereinfachtes Schema der Ausleseelektronik in Verbindung mit dem Detektorsystem. Die dicken gestrichelten Linien umranden die Module, die in einem IC vereint sind.

Wie schon beschrieben, fiel die Wahl bei der Realisiserung der Ausleseelektronik auf ein heterogenes System, bestehend aus Mikroprozessor, FPGA und CPLD. Abbildung 7.3 gibt einen Überblick, welche der in Abb. 7.2 gezeigten Teile der Ausleseelektronik in welchem Baustein realisiert wurden.
Das CPLD erzeugt alle notwendigen Signale für die Vorverstärker der Detektoren; es steuert den gesamten Auslesevorgang. Die Steuersignale sind wegen der Störsicherheit über differentielle Leitungstreiber nach außen geführt [84]. Außerdem enthält das CPLD die Koinzidenzeinheit für die beiden Signale der Triggerdetektoren und den Eingang für den softwaregenerierten Triggerimpuls. Die beiden externen Triggersignale sind über ECL/TTL-Wandler angekoppelt und deswegen kompatibel mit dem NIM-Standard. Letztlich erzeugt das CPLD aus einem Quarzoszillator durch einstellbare Teilung den Takt für die gesamte Elektronik und sorgt damit für einen synchronen Ablauf aller Prozesse beim Auslesen. Als Schnittstelle zum verwendeten Kontroller dienen Steuerleitungen. Bei dem CPLD handelt es sich um einen 178 MHz Typ der Firma Xilinx [85–88]. Er bot einen guten Kompromiß aus Preis, Geschwindigkeit und zur Verfügung stehender Resourcen. Resourcen bedeuten in diesem Fall die Anzahl der möglichen Ein- und Ausgänge und die erreichbare Komplexität der implementierten Logikfunktionalität [89–92]. Zum Programmieren besitzt das CPLD einen sog. JTAG-Bus (Joint Test Action Group) [93–95], ein Industriestandard. Die Programmier- und Entwicklungsumgebung kann beim Hersteller kostenlos bezogen werden. Als Programmieradapter wurde das sog. Parallel Download Cable 3 verwendet [96, 97].
Im FPGA sind alle übrigen Komponenten des schnellen Teils der Ausleseelektronik vereint. Es besitzt einen RAM-Speicherbereich, um die Diskriminatorschwellen und Ereigniszähler aller Kanäle aufzunehmen. Außerdem werden hier noch die ADC-Werte eines einzelnen Auslesevorgangs gesichert, das Single-Shot-Memory. Im FPGA befindet sich auch die Diskriminatorlogik und die Addiereinheit. Weiterhin ist hier der Multiplexer zu finden, der die digitalisierten Analogwerte der Flash-ADCs an die Diskriminatorlogik weiterreicht. Schließlich enthält das FPGA alle in Kap. 7.1 beschriebenen Zähler. Die Logikkonfiguration des FPGAs ist in einem externen EEPROM [105, 106] gespeichert. Von dort wird sie beim Anlegen der Versorgungsspannung in das FPGA geladen. Als Interface zum Mikrokontroller wurde im FPGA ein Mikroprozessorbus nach Intelstandard implementiert [98–100]. Das FPGA belegt einen 4 kByte großen Bereich im Addressraum

des Mikrokontrollers und wird wie normaler Speicher angesprochen. Das FPGA stammt ebenfalls von der Firma Xilinx und ist erhältlich bis zu einer Geschwindigkeit von 200 MHz [101–103]. Bis zu 140 frei nutzbare Ein- und Ausgänge stehen an dessen 208-poligen Gehäuse zur Verfügung [104], die in dieser Anwendung alle genutzt wurden. Auch die Anzahl der programmierbaren Logikzellen auf dem Baustein und sein On-Chip-Speicher sind zu 98% belegt. Wie das CPLD, kann sowohl das FPGA wie auch sein Konfigurations-EEPROM über den JTAG-Bus programmiert und getestet werden. Als Entwicklungsumgebung diente die des CPLDs.

Bei den ADCs handelt es sich um 12-Bit Flash-ADCs mit einer Konvertierungsrate von 50 MSPS (mega-samples per second) der Firma ST [107]. Sie bieten einen genügend großen Dynamikbereich und ihre Geschwindigkeit ist ausreichend. Die ADCs zeichnen sich durch ein sehr geringes Eigenrauschen, hohe Linearität und einen geringen Temperaturdrift aus. Zusätzlich besitzen die ADCs eine Überlauf-Registrierung. Damit werden Eingangsspannungen angezeigt, die außerhalb des Dynamikbereichs der ADCs liegen. Die notwendige Referenzspannung wird durch eine hochgenaue, externe Referenzspannungsquelle ADR290 der Firma Analog Devices [108] erzeugt und beträgt genau 2.048 V. Dies entspricht einem Meßbereich von 4.096 V oder genau 1 mV pro Bit [107]. Den ADCs ist jeweils noch ein differentieller Treiber mit einer Verstärkung um einen Faktor 2 vorgeschaltet [109] und deren Eingänge sind mit jeweils 50 Ω abgeschlossen. Damit ergibt sich der gewünschte Konvertierungsbereich von ±2.048 V an einer 50 Ω-Quelle.

Als zentrale Steuereinheit kommt ein 8-Bit RISC-Prozessor der ATMEL Corp. [83, 110–113] zum Einsatz. Er besitzt 128 kByte Flash-Programmspeicher und wird mit 14.7456 MHz getaktet. Diese Taktfrequenz wurde gewählt, weil sie ein Vielfaches der üblichen Baudraten für die serielle Kommunikation darstellt und so konnte problemlos eine serielle Schnittstelle [114] zu Testzwecken integriert werden. Zusätzlich ist dem Kontroller ein dynamischer, flüchtiger Arbeitsspeicher von 32 kByte zur Seite gestellt. Der Speicher nutzt zur Kopplung an den Prozessor den gleichen Bus wie das FPGA auch. Außerdem ist noch ein nicht-flüchtiger Speicher (EEPROM) mit 32 kByte Größe über einen sog. I^2C-Bus [115] mit dem Prozessor verbunden. Hier können z.B. Konfigurationsdaten abgelegt werden und bleiben auch beim Verlust der Betriebsspannungen erhalten. Diese wiederum werden von einem sog. Supervisory-IC [116] ständig überwacht. Er setzt alle Komponenten

der Elektronik bei einem kurzzeitigen Abfall der Spannungen (Brown-Out) in einen definierten Zustand zurück. Ebenso beim Einschalten der Elektronik. Der Prozessor ist sowohl über ein JTAG- als auch ein serielles Interface programmierbar. Das JTAG-Interface kann gleichzeitig zum Test der Software auf dem Mikroprozessor genutzt werden. Als Entwicklungswerkzeug diente einerseits der AVR-GCC C-Compiler. Andererseits kam zum Fehlerbeseitigen das Programm AVR-Studio von Atmel zum Einsatz. Beide Werkzeuge sind frei erhältlich.
Als Ethernet-Controller wird ein Standardbauteil aus der PC-Technik verwendet [117–121]. Es handelt sich dabei um einen 10-MBit-Baustein mit Intel-Bus der Firma Realtek [122, 123]. Er wird über diesen mit dem Prozessor verbunden und belegt 16 kByte des Prozessoradressraumes. Als Nutzerschnittstelle dient ein sog. 10BaseT-Anschluß, der über eine Netzwerkinduktivität [124] an den Ethernet-Chip angebunden ist.
Aufgrund des heteorgenen Aufbaus aus Analog- und Digitalteil auf einer Platine, mußte beim Layout der Platine und der Spannungsversorgung besonders sorgsam vorgegangen werden. Große Masseflächen wurden für den analogen und den digitalen Teil getrennt angelegt. Eine 4-lagige Platine, bei der 2 Lagen fast ausschließlich zur Spannungsversorgung der einzelnen Module sorgen, trägt stark zur Stör- und EMV-Festigkeit bei. Mikroprozessor, FPGA, CPLD und der analoge Teil besitzen jeweils eine autarke Versorgung. Die verschiedenen Versorgungsspannungen werden durch lineare Low-Drop-Spannungsregler [125, 126] erzeugt. Diese beziehen ihre Eingangsspannungen wiederum über LC-Low-Pass-Filter [68, 127, 128] aus dem NIM-Anschluß. Schaltpläne, Layouts und Bestückungspläne sind als Datei verfügbar und in einem externen Laborbericht [70] festgehalten.

7.3 Realisierung der Logik und Software

In den folgenden Abschnitten soll auf die Umsetzung der Software für den Mikroprozessor und die Programmierung des FPGAs und des CPLDs eingegangen werden. Hierbei werden die Prozessorsoftware und die Programmierung der Logikkomponenten getrennt behandelt. Aufgrund des Umfangs wird an dieser Stelle aber nur grob auf die Funktion und Struktur der Logik eingegangen. Es sei deshalb zum vollen Verständnis auf den separaten Laborbericht [70] verwiesen.

7.3.1 CPLD

Das Logikdesign des CPLDs ist zu einem großen Teil synchron ausgelegt. Alle Prozesse innerhalb der Logik laufen immer in einer festen Phasenbeziehung zum angelegten Haupttakt ab, lediglich das Triggern läuft asynchron zu diesem. Das war wichtig, um die erforderlichen Zeitintervalle bei der Steuerung der Vorverstärker einhalten zu können. Hier war besonders die Dauer der Ladungssammelreaktion kritisch. Würde das Triggern synchron zu einem festen Taktsignal laufen, würde die Peaking-Time schwanken und zwar um die Zeit einer Periode des synchronisierenden Taktes. Zur Beschreibung der Logik des CPLDs wurde VHDL (Verilog Hardware Description Language) [129] verwendet. Im Wesentlichen handelt es sich bei VHDL um die Realisierung Bool'scher Gleichungen und Zuweisungen als Reaktion auf Signal- und Zustandsänderungen. Die Funktion des VHDL-Programms wurde mittels der Entwicklungswerkzeuge von Xilinx umfangreich simuliert, anschließend übersetzt und auf das CPLD geladen. Es ist als Datei verfügbar (mctrl.v). Schließlich sorgte eine sog. Constraint-Datei (xilinx.ucf) für die korrekte Zuordnung zwischen den Signalnamen innerhalb der VHDL-Datei und den physikalischen Ein- und Ausgängen des CPLDs.

7.3.2 FPGA

Auch die Funktionen des FPGAs wurden in VHDL definiert. Aufgrund der großen Komplexität dieser, war eine starke Modularisierung des VHDL-Programms unbedingt erforderlich. Die einzelnen, in Kap. 7.2 beschriebenen Module arbeiten völlig autark nebeneinander und sind über einen internen, bidirektionalen Bus miteinander verbunden. Dieser interne Bus gleicht dem, der zur Anbindung des FPGAs an den Mikroprozessor dient. Außer der Einheit mit den Zählern laufen alle Module des FPGAs synchron zum Takt des CPLDs. Die Zähler sind hiervon unabhängig und können deshalb verzögerungsfrei auf Impulse an den enstprechenden Eingängen reagieren (Ladungsmesser, Ratemeter, etc.). Wie schon beim CPLD, wurde zum Übersetzen und Simulieren der einzelnen VHDL-Module das Entwicklungswerkzeug von Xilinx eingesetzt. Es wurde auch verwendet, um das Konfigurations-EEPROM des FPGAs mit dem fertig übersetzten Code zu beschreiben. Auch hier sorgte eine Contstraint-Datei (ebenfalls xilinx.ucf) für die richtige Pin-Signal-Zuordnung.

7.3.3 Mikroprozessor

Die Software des Mikroprozessors der Ausleseelektronik sorgt für eine Verbindungsschicht zwischen Benutzer und damit der weiteren Datenverarbeitung und den Funktionen der Elektronik. Ihr kommt deshalb eine zentrale Bedeutung innerhalb der Entwicklung der Ausleseelektronik zu. Bei der Umsetzung der Software für den Mikrokontroller standen zwei Punkte im Vordergrund. Zunächst sollte ein System entstehen, welches flexibel auch bei anderen Problemstellungen zum Einsatz kommen kann. Finden sich doch im Umfeld einer so komplexen Maschine wie dem S-DALINAC vielfache Anwendungen, die einen Datenaustausch und eine Steuerung über eine Netzwerkstruktur erfordern. Weiterhin sollte auf bereits etablierte Standards zurückgegriffen werden, um möglichst wenig Eigenentwicklung für z.B. Protokolle investieren zu müssen. Dies bot weitere Vorteile. Zunächst kann bei einem seit langem weit verbreiteten Standard sichergestellt werden, daß er von groben Funktions- oder Konzeptfehlern befreit ist. Seine Leistungsfähigkeit ist bekannt. Zusätzlich kann auf einen großen Pool an freien Informationen, Programmen und Programm-Code zugegriffen werden, da ein solcher Standard bereits millionenfach implementiert wurde. Schließlich erspart er die Programmierung von Anwendungen auf der Benutzerseite, z.B. dem PC, denn es existiert bereits eine große Anzahl von Applikationen, die als Benutzerschnittstelle dienen können.

Als Protokoll für die Netzwerkkommunikation kam deshalb nur der TCP/IP-Standard mit seinen Zusatzprotokollen (ARP, RARP, ICMP) in Frage [131–144]. Die Größe und Geschwindigkeit des Systems in das implementiert werden sollte, erforderte die Verwendung der Version 4 von TCP/IP. Durch die Benutzung dieses Standards läßt sich das System nahtlos in eine bestehende Netzwerkarchitektur einfügen. Außerdem stehen eine Reihe von übergeordneten Protokollen bereit, die auf diesem Standard aufbauen. Von diesen Protokollen wurden in einem Kern der Software, dem Kernel, zahlreiche umgesetzt (TELNET [145], Time-Protokoll [146], FTP [147,148], SMTP [149–151], SNMP [152], BOOTP [153], TFTP [154], DHCP [155–157], NETBIOS-Nameservice [158,159], UDP [160], DNS [161,162], HTTP [163]). Die Umsetzung der Protokolle und des sich daraus ergebenden Protokoll-Stapel erfolgt streng nach dem OSI-Schichtenmodell [130,131] und unterstützt umfangreiche Authentifizierungsmethoden. Die Hierarchie der implementierten Protokolle wird in Abb. 7.4 gezeigt.

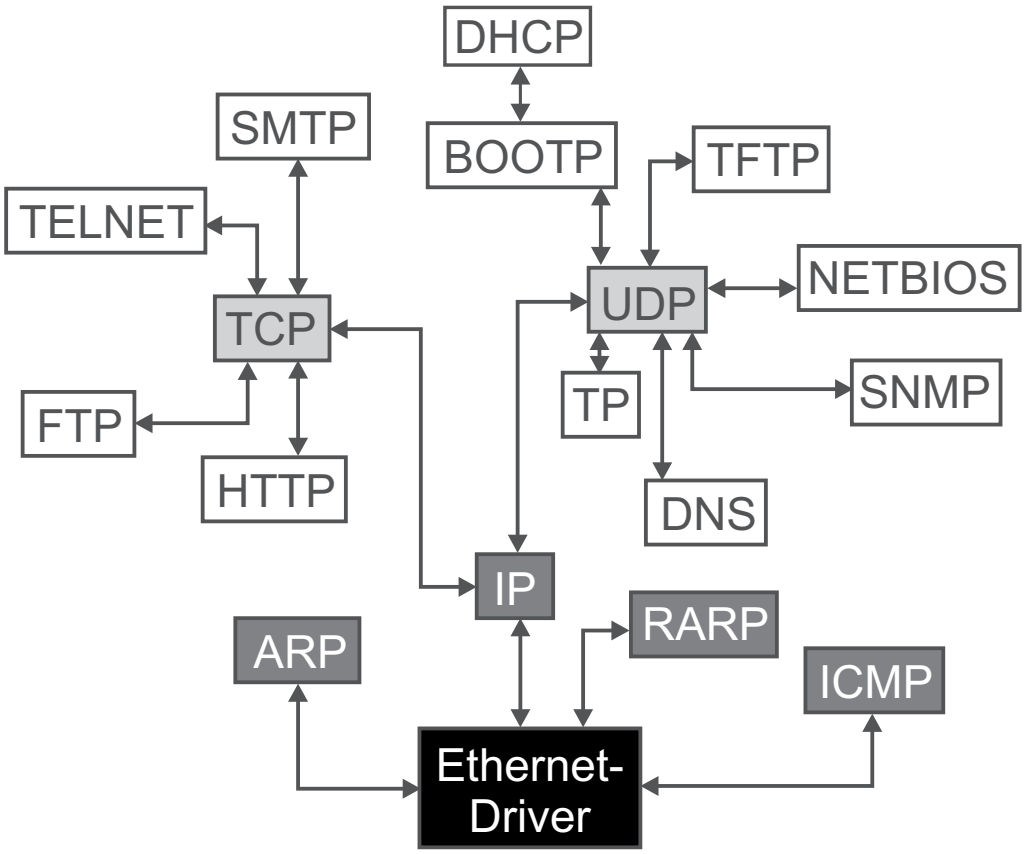

Abb. 7.4: Hierarchie der implementierten TCP/IP-Protokolle.

Der vorher erwähnte Kernel ist Teil eines selbstentwickelten Betriebssystems. Es ist interrupt-getrieben und deshalb echtzeitfähig. Viele Merkmale stammen aus dem Umfeld von MS-DOS [119]. Das Betriebssystem stellt hierbei die Grundfunktionalitäten in Form von Funktionsaufrufen zur Verfügung. Darunter fallen z.B. des Verwalten des dynamischen Arbeitsspeicher, die Kommunikation mit dem Ethernet-Kontroller und dem FPGA, die Steuerung des CPLDs und die Verbindung zum nicht-flüchtigen Arbeitsspeicher, dem EEPROM. Für diesen ist im Betriebssystemkernel ein primitives Dateisystem verwirklicht. Außerdem verwaltet das Betriebssystem die für das System zugelassenen Benutzer und beschränkt deren Zugriffsrechte. Schließlich behandelt der Betriebssystemkern alles, was keine direkte Aktion des Benutzers erfordert und im Hintergrund abläuft.
Auf diesen Kernel ist ein kompletter BASIC-Interpreter in Recursive-Descent-Parser-Implementation mit Standardbefehlssatz [164–166] aufgesetzt und sorgt so für eine Verbindungsschicht zwischen Betriebssystemfunktionen und vom Anwender ausführbaren Aktionen. Der Anwender wiederum steht über TELNET

oder HTTP (HTML [167]) mit dem Interpreter in Verbindung und kann Daten abrufen und einzelne BASIC-Befehle oder ganze BASIC-Skripte ausführen. Die Skripte werden dazu in dem internen Dateisystem gespeichert. Die Stuktur der gesamten Software zeigt Abb. 7.5.

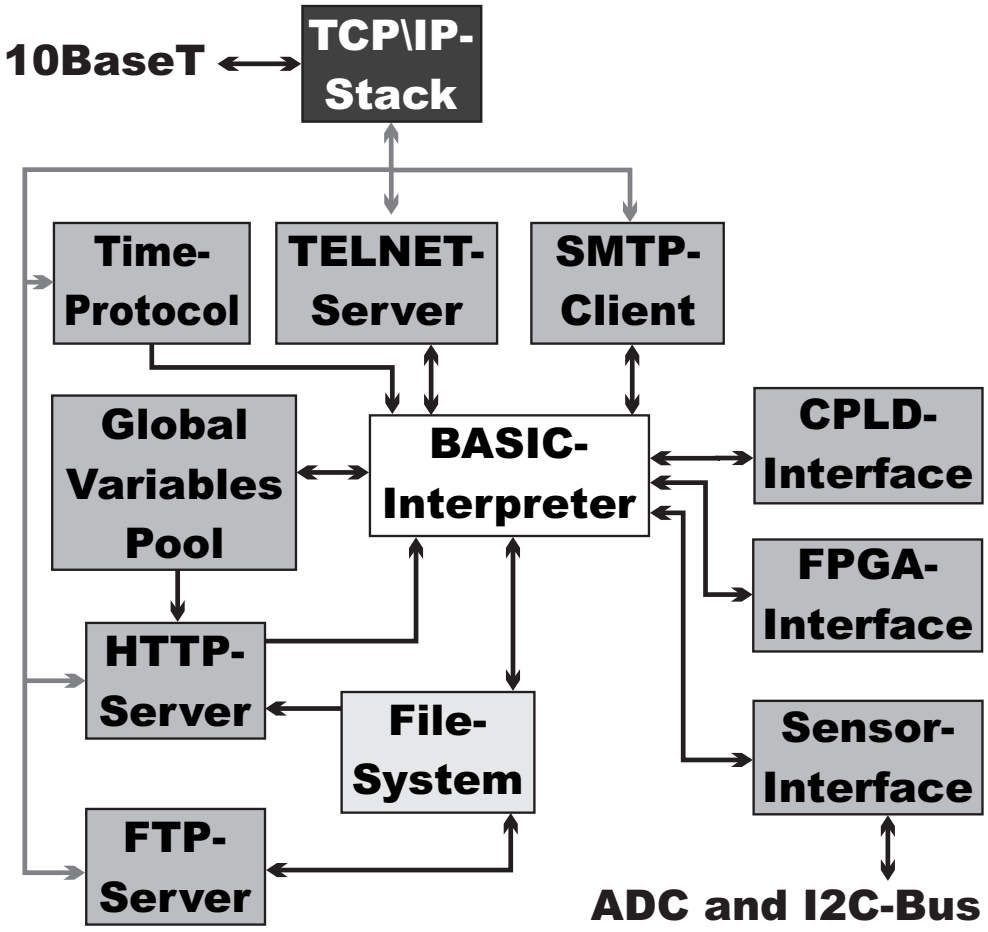

Abb. 7.5: Softwarestruktur der Ausleseelektronik.

Zwei wichtige Aspekte der Software müssen hier noch erwähnt werden. Einerseits ist der BASIC-Interpreter multithreading fähig [168, 169]. Er ist also in der Lage, mehrere BASIC-Skripte quasi-parallel abzuarbeiten. Andererseits bietet der Interpreter bzw. dessen Skripte die Möglichkeit der Ereignis- oder Event-Steuerung. Diese Kommunikationsmethode entstammt dem PC-Betriebssystem Windows und wird dort Messaging genannt [170–175]. Dadurch verbraucht ein Skript während es auf ein bestimmtes Ereignis wartet keine Rechenzeit und vermindert so die Auslastung des Prozessors.

Alle Softwarekomponenten sind mittels des freien GNU-C Compiler für AVR-Mikroprozessoren AVR-GCC in der Version 3.4.1 übersetzt. Die Software-Quellen sind vorwiegend in Standard-C [166, 176] geschrieben. Bei der Umsetzung wurden jedoch zahlreiche Ansätze aus der objekt-orientierten Programmierung entliehen [177–181]. So werden die Funktionen des Ethernet-Treibers z.B. über eine Virtual-Function-Table angesprochen. Es lassen sich noch einige Beispiele nennen. Auf eine Programmierung direkt in C++ wurde verzichtet, da der Compiler hier einen zu großen Code erzeugt. Es stehen jedoch nur 128 kByte zur freien Verfügung. Teile der Software wurden deshalb sogar in Assembler realisiert [182].

7.4 Entwicklungssystem

Als Entwicklungsplattform für die Software der Ausleseelektronik konnte nicht die Elektronik selbst dienen. Die Entwicklung des analogen Teils war so komplex und zeitaufwendig, daß die Softwareentwicklung parallel erfolgen mußte. Daher wurde ein System geschaffen, mittels dessen sich Software für die spätere Ausleseelektronik entwickeln und testen läßt, bevor diese zur Verfügung steht. Weiterhin sollte es zum Testen von verschiedenen Hardwareinterfaces und entsprechender Software dienen, z.B. dem CAN-Bus [183]. Außerdem wurden mit dem Entwicklungssystem Messungen an dem neuen Detektorsystem des LINTOTT-Spektrometers durchgeführt, speziell die neuen Vorverstärker wurden umfangreich getestet. Schließlich kann das System als eigenständiges Gerät, nach dem Baukastenprinzip zusammengesteckt, für die verschiedensten Aufgaben am S-DALINAC eingesetzt werden. Zur Zeit ersetzt es den Video-Multiplexer am Strahlkontrollsystem des S-DALINAC. Die Möglichkeit der Texteinblendung in die Videobilder ist dabei vorbereitet. So ist das Ersatzgerät sogar leistungsfähiger als das Original. Ein weiteres Gerät aus Komponenten der Entwicklungsplattform arbeitet als Wire-Scanner zur Strahldiagnose am Experimentierplatz zur Polarisierbarkeit des Nukleons [59]. Es existiert sogar ein Aufbau zum Steuern von Preßlufttargets über das Netzwerk. Die eingesetzte Software auf diesen Geräten entspricht weitestgehend der Software der Ausleseelektronik. Ein Bild einer möglichen Konfiguration der Plattform zeigt Abb. 7.6.

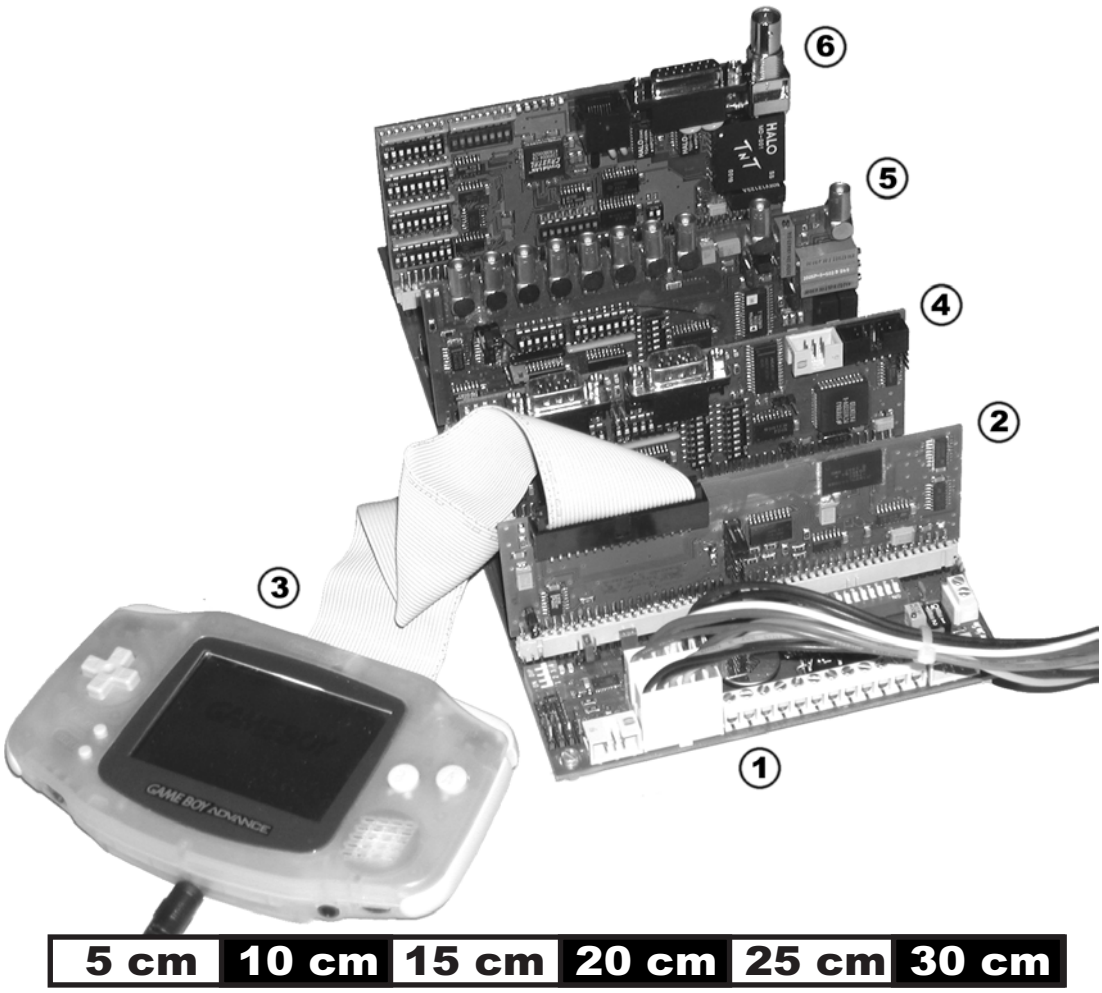

Abb. 7.6: Entwicklungsplattform für die Software der Ausleseelektronik: ① Basisplatine; ② GameBoy Advance-Adaptermodul; ③ GameBoy Advance; ④ 2-fach serielle Schnittstelle; ⑤ 8-fach 16-Bit-ADC-Modul; ⑥ 10-MBit Ethernetmodul.

Wie die Abbildung zeigt, handelt es sich um ein modulares System. Eine Basisplatine trägt verschiedene Standardkomponenten und kann zusätzlich mit steckbaren Elektronikmodulen bestückt werden. Die Versorgungsspannungen können aus einem normalen PC-AT-Netzteil bezogen werden. Der verwendete Bus entspricht im Wesentlichen einem PC-ISA-Bus [100, 117–119], der auch in der Ausleseelektronik zur Interkommunikation eingesetzt wird. Eine große Auswahl an Modulen wurde entwickelt und gebaut. So existiert beispielsweise ein CAN-Bus-Interface oder verschiedene Prozessormodule [184–187]. Natürlich wurde auch ein Modul mit dem in der Ausleseelektronik verwendeten Prozessor gefertigt [83, 110–113].

Es besteht sogar die Möglichkeit eine handelsübliche Spielekonsole (GameBoy Advance) [188] als Prozessor zu nutzen. Diese bietet ein großes Farbdisplay und einen relativ leistungsfähigen Prozessor. Dadurch eignet sich diese Plattform sehr gut für Anwendungen, die eine hohe Prozessorleistung und/oder eine Datendarstellung vor Ort erfordern. Mit diesem System ist ein wertvolles Werkzeug für neue Entwicklungen und ein Plattform für verschiedenste Steuerungsaufgaben am S-DALINAC entstanden. Informationen wie Schaltpläne, Layouts und ähnliches sind als Datei verfügbar. Für eine detaillierte Beschreibung sei hier auf einen dieser Arbeit zugehörigen externen Laborbericht [70] verwiesen.

7.5 Funktionstests

An der fertig aufgebauten Elektronik wurden vor der Inbetriebnahme am 169°-Spektrometer Funktionstests im Labor durchgeführt. Zunächst wurde ein genereller Test der Software des Mikroprozessors (TELNET-, FTP- und HTTP-Server und BASIC-Interpreter) durchgeführt. Dann wurde überprüft, ob das fertige Layout der Elektronikplatine das Rauschen der ADCs beeinflußt. Messungen zeigten keine Abweichungen von den Angaben in den Datenblättern der ADCs (0.5 mV oder 1/2 Bit) [107]. Auch die verwendeten differentiellen Vorverstärker lieferten keinen meßbaren Rauschanteil.
Die Untersuchung des CPLDs und des FPGAs zeigte die gewünschten Eigenschaften entsprechend der vorhergehenden Simulationen. Getestet wurde dabei mit internen und externen Triggersignalen. Die korrekte Funktion der ADCs konnte durch entsprechende Tests ebenfalls gezeigt werden. Insgesamt wurde die Funktion der Ausleseelektronik vor den anschließenden Messungen sichergestellt.
Schließlich sollten Messungen zur Totzeit die wirkliche Leistungsfähigkeit des Systems belegen. Dazu wurde an einem Triggereingang das Signal eines statistischen Pulsers angelegt. Der Pulser wurde auf verschiedene Frequenzen bis zu 150 kHz eingestellt. Nach einer Messung wurde jeweils das Verhältnis aus der benötigten Auslesezeit zur Meßzeit gebildet. Das Ergebnis ist die Totzeit in Prozent:

$$t_{\mathrm{Dead}}[\%] = \frac{OnTime - LifeTime}{OnTime} \cdot 100. \tag{7.1}$$

Zum Test wurde die Elektronik mit vier verschiedenen Geschwindigkeiten betrieben. Durch einen in der Software einstellbaren Teiler für den Haupttakt der Elektronik kann die Maximalgeschwindigkeit um Faktoren 2, 4 und 8 reduziert werden. Das Ergebnis zeigt Abb. 7.7.

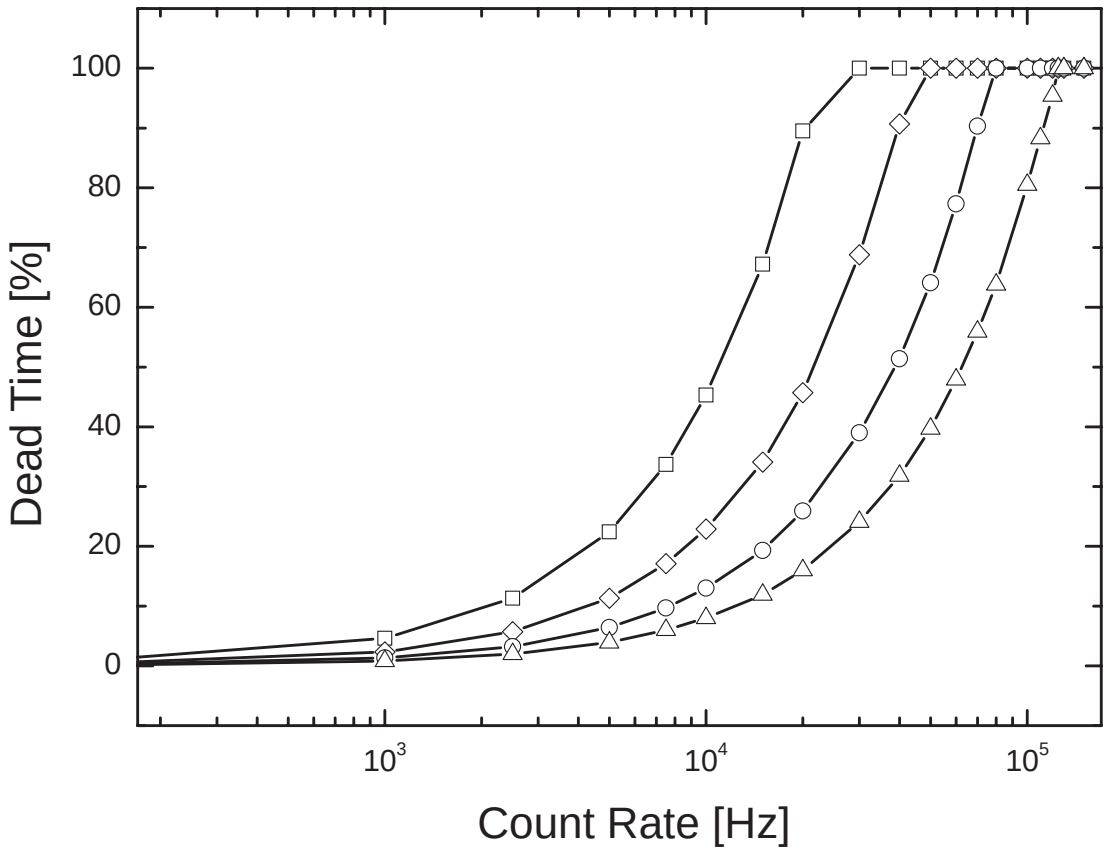

Abb. 7.7: Totzeitbestimmung mittels eines statistischen Triggersignals. Die Totzeit wurde für 4 verschiedene Teiler des Haupttaktes bestimmt. Es wurde mit Teilern von 1 (Dreiecke), 2 (Kreise), 4 (Rauten) und 8 (Quadrate) gemessen. Bei der schnellsten Einstellung wird eine Totzeit von 20% bei einer Zählrate von ca. 30 kHz erreicht, bei ca. 125 kHz geht das System in die Sättigung.

8 Experimente am Elektronenstrahl

Im abschließenden Kapitel sollen die Ergebnisse der mit dem beschriebenen, neu konzipierten Detektorsystem am 169°-Spektrometer durchgeführten Messungen präsentiert werden. Dazu wird zunächst erst kurz auf die Software zur Datenaufbereitung eingegangen.

8.1 Analysesoftware

Für den Einsatz des Detektors am 169°-Spektrometer wurde eine eigene Analysesoftware entwickelt. Ein Punkt, warum dies nötig war, ist die relativ geringe Impulsakzeptanz des Spektrometers. Dadurch wird immer nur ein kleiner Bereich des gesamten Spektrums aufgenommen. Für ein Spektrum über einen größeren Energiebereich sind mehrere Messungen nötig. Die Einzelspektren müssen anschließend aneinandergefügt werden. Das beobachtete Energieintervall des Detektorsystems ändert sich mit der Einstellung des Magnetfeldes am Spektrometer. Das gilt natürlich ebenso für den von einem Streifen abgedeckten Energiebereich, die Auflösung des Detektorsystems ändert sich. Um Spektren verschiedener Magnetfeldeinstellungen miteinander zu verbinden, ist eine Umrechnung auf konstante Bin-Breiten notwendig. Dies leistet die Software.
Weiterhin kann die Software die Spektren auf die akkumulierte Ladung normieren. Die Totzeit wird hier als Korrekturfaktor berücksichtigt. Außerdem zeigte sich im Betrieb eine geringe Verschlechterung der Auflösung über den gesamten Bereich des Detektors hin zu höheren Anregungsenergien (ca. 2%). Dies kann auf eine leichte Verkippung der Detektoreinheit gegenüber der Fokaleben des Spektrometers zurückgeführt werden und wird beim Re-Binning berücksichtigt. Zusätzlich bestimmt das Program den Elektronenimpuls auf der Sollbahn des Spektrometers in Abhängigkeit vom eingestellten Magnetfeld bzw. Strom. Dies geschieht mittels der Magnetfeldeichung des Spektrometers. Schließlich fügt das Program die Lücken, die durch die blinden Stellen des Detektors entstehen, in die Spektren ein.

8.2 Relative Effizienz

Zur Bestimmung der relativen Effizienz wurde ein Spektrum der Elektronenstreuung an ^{12}C in einem Interval um eine Anregungsenergie von 32 MeV aufgenommen. In diesem Bereich ist der Wirkungsquerschnitt näherungsweise konstant, es handelt sich also um ein Spektrum ähnlich dem von „weißem Rauschen“.

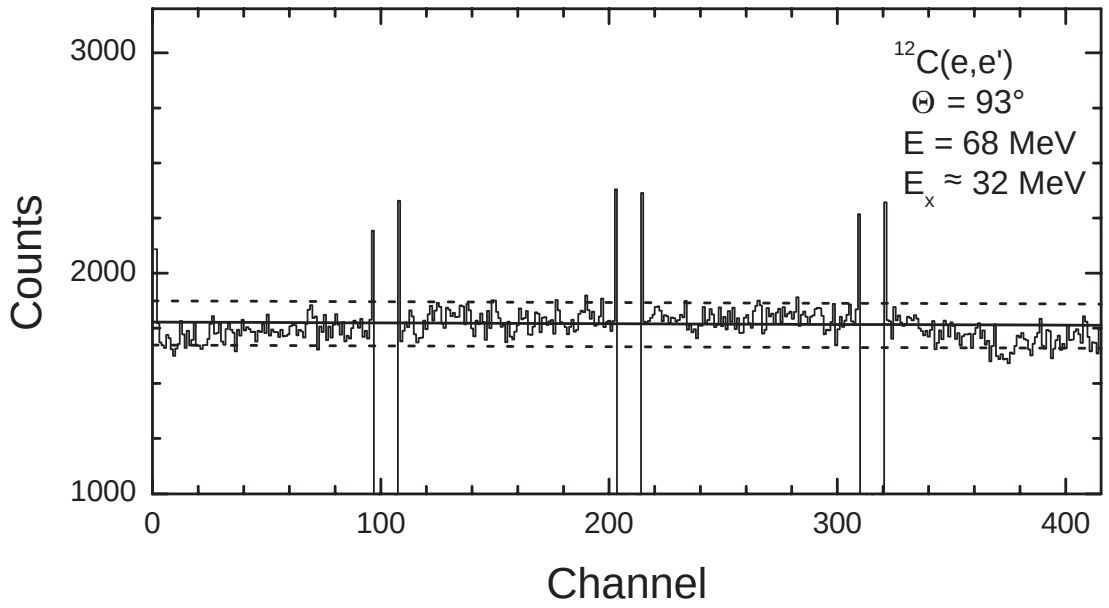

Abb. 8.1: Messung eines „weißen“ Spektrums zur relativen Effizienzbestimmung und eine lineare Anpassung (schwarze Linie) durch die Datenpunkte. Die gestrichelten Linien kennzeichnen die 2σ-Umgebung unter der Annahme einer Gaußverteilung. Die blinden Stellen des Detektors wurden bei der Anpassung ausgespart. Die Einbrüche im ersten und letzen Teil des Spektrums sind durch eine nicht genügend hohe Vorspannung der entsprechenden Halbleitermodule zu erklären und konnten in späteren Messungen durch Heraufsetzen dieser behoben werden. Die Überhöhungen an den Rändern der Detektormodule liegen an der etwas größeren aktiven Fläche der jeweils ersten und letzten Halbleiterstreifen, da kein Guard-Ring genutzt wurde.

Das Ergebnis einer solchen Messung zeigt Abb. 8.1. Die Zählraten waren selbst bei Verwendung eines dicken Targets (hier 66.6 mg/cm^2) und hohem Strahlstrom in diesem Anregungsenergiebereich so gering, daß eine sehr lange Meßzeit (hier

ca. 10 Stunden) erforderlich war. Eine lineare Anpassung durch die Meßpunke ist, wie erwartet, sehr gut mit einer Steigung von Null verträglich. Nimmt man eine gaußförmige Verteilung der Statistik der gezählten Ereignisse in den Kanälen an, befinden sich, selbst bei falsch gewählten Vorspannungen für die Halbleiter, über 91% der Werte innerhalb der 2σ-Umgebung. Nach Anpassung der Vorspannungen wurden entsprechende Spektren wegen der langen Meßzeit nur noch mit deutlich schlechterer Statistik aufgenommen. Es ließ sich dort jedoch bereits erkennen, daß die in Abb. 8.1 auffallenden Einbrüche der Zählrate in den Kanälen 300-400 nicht mehr auftraten. Insgesamt zeigen die Ergebnisse dieser Messungen, daß die relative Effizienz der Halbleiterstreifen als konstant angenommen werden kann.

8.3 Zählraten

Zur Bestimmung der Effizienz der Triggerdetektoren wurden Messungen an einem dicken ^{12}C-Target durchgeführt. Die Messungen fanden bei verschiedenen Spektrometerwinkeln, Strahlströmen und Energien statt. Der Spektrometerstrom wurde so eingestellt, daß die Linie der elastischen Streuung der Elektronen am Target im Akzeptanzbereich des Detektorsystems lag. Die ermittelten Zählraten der Triggerdetektoren wurde mit theoretischen Abschätzungen des zu erwartenden Wertes verglichen. Diese Abschätzung ist sehr genau, da die elastischen Wirkungsquerschnitte sehr genau bestimmt werden können. Es gilt für die Zählrate

$$\dot{N}[1/s] = \left(\frac{d\sigma}{d\Omega}\right)_{\text{Elastic}} \cdot \Delta\Omega \cdot \frac{I_{\text{Beam}}}{e} \cdot \frac{h}{A} \cdot d_{\text{eff}} \cdot N_{\text{a}}. \tag{8.1}$$

Die effektive Massenbelegung des Targets d_{eff} hängt hierbei von der Stellung des Targets in der Targetkammer ab. Für eine Geometrie mit Transmission bezüglich des Elektronenstrahls ergibt sich

$$d_{\text{eff}} = \frac{\rho\Delta x}{\cos\left[\frac{\Theta}{2}\right]}, \tag{8.2}$$

für eine Reflektionsgeometrie

$$d_{\text{eff}} = \frac{\rho\Delta x}{\sin\left[\frac{\Theta}{2}\right]}. \tag{8.3}$$

Tab. 8.1: Variablen der Formeln zur theoretischen Abschätzung der Zählrate.

N_a	Avogadro-Konstante ($6.023 \cdot 10^{23}$ mol^{-1})
A	Massenzahl des Targetmaterials (12)
$\rho\Delta x$	Massenbelegung des Targetmaterials (66.6 mg/cm^2)
I_Beam	Strahlstrom
$\Delta\Omega$	Eingestellter Raumwinkel des Spektrometers (4.8 msr)
h	Isotopenhäufigkeit
Θ	Streuwinkel
d_eff	Effektive Massenbelegung des Targets
$\left(\frac{d\sigma}{d\Omega}\right)_\mathrm{Elastic}$	Elastischer Wirkungsquerschnitt

Es konnte eine Übereinstimmung der Zählraten beider Triggerdetektoren mit dem theoretischen Wert von besser als 5% festgestellt werden. Dabei war allerdings auf geringen Untergrund zu achten, die Transmission durch das Strahltransportsystem mußte optimal sein.

8.4 Absolute Effizienz

Zur Bestimmung der absoluten intrinsischen Effizienz des Detektorsystems wurde ein ^{12}C-Target vermessen und ein Spektrum um die Linie der elastischen Streuung aufgenommen. Anschließend wurde dieses Spektrum mit der Analysesoftware aufbereitet und mit einem am IKP entwickelten Programm [189] der Linieninhalt durch Anpassung einer für Elektronenstreuspektren geeigneten Lininenform bestimmt. Nach einer Berücksichtigung der Schwinger-, Bremstrahlungs- und Ionisationskorrekturen, sowie einer Korrektur auf das Integrationsinterval bei der Anpassung kann man durch die über die Zeit integrierte Gl. (8.1) den Wirkungsquerschnitt absolut bestimmen. Daraus wiederum ergibt sich das Betragsquadrat des Formfaktors $|F(q)|^2$ über

$$\left(\frac{d\sigma}{d\Omega}\right)_{\text{Elastic}} = |F(q)|^2 \left(\frac{d\sigma}{d\Omega}\right)_{\text{Mott}}. \tag{8.4}$$

$\left(\frac{d\sigma}{d\Omega}\right)_{\text{Mott}}$ ist hier der Mott-Querschnitt für Elektronenstreuung

$$\left(\frac{d\sigma}{d\Omega}\right)_{\text{Mott}} = \left(\frac{Ze}{2E_0}\right)^2 \cdot \frac{\cos^2\frac{\Theta}{2}}{\sin^4\frac{\Theta}{2}}. \tag{8.5}$$

Dabei ist E_0 die Primärenergie der Elektronen und Z die Ladungszahl des Targetmaterials.

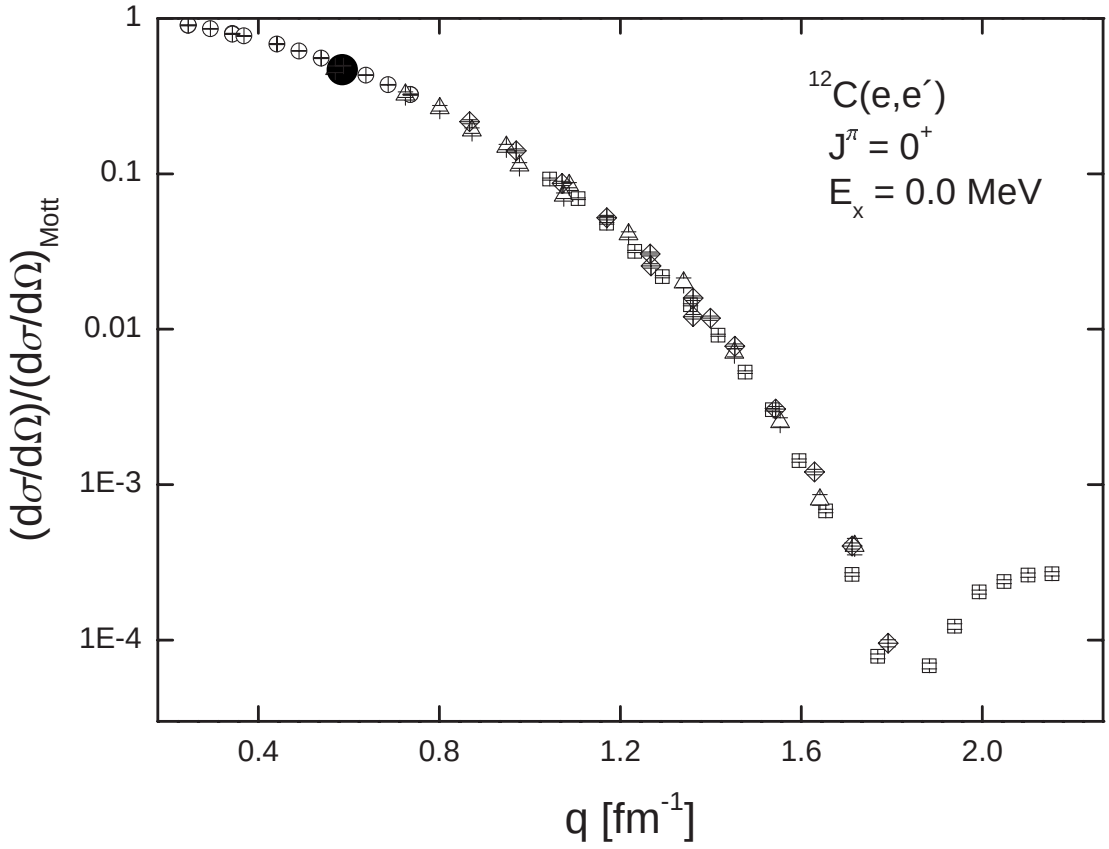

Abb. 8.2: Elastischer Wirkungsquerschnitt normiert auf den Mott-Wirkungsquerschnitt von ^{12}C aufgetragen über dem Impulsübertrag. Der dicke schwarze Punkt repräsentiert die Messung am 169°-Spektrometer. Eine gute Übereinstimmung mit früheren Messungen (Dreiecke [190]; Rauten [191]; Quadrate [192]; Kreise [193]) ist zu erkennen.

Das Ergebnis dieser Absolutwertmessung zeigt Abb. 8.2. Hier sind die Meßpunkte dieser und der anderen Messungen in einem Graphen aufgetragen. Das Resultat steht in sehr guter Übereinstimmung mit den Daten früherer Messungen und weicht nur um ca. 6% von einer Anpassung durch diese ab. In Verbindung mit Kap. 8.2 belegt dies die korrekte Funktion des Detektorsystems. Eine ungünstige Beeinflussung durch Mehrfachzählungen konnte nicht festgestellt werden.

8.5 Bestimmung der Auflösung

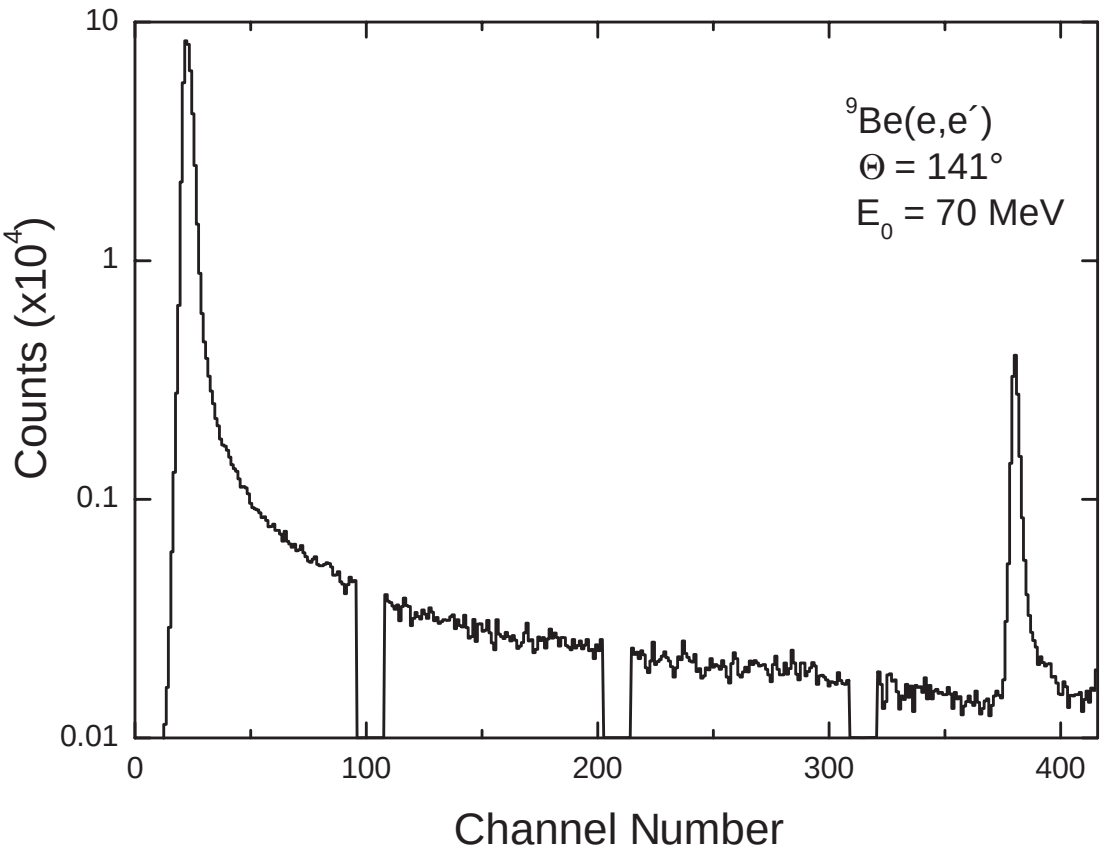

Abb. 8.3: ^{9}Be-Spektrum mit Lücken an den blinden Stellen des Detektorsystems zur Bestimmung der Auflösung. Zu erkennen ist die Linie der elastischen Streuung und die Linie des angeregten Zustands in ^{9}Be bei $E_x = 2.429$ MeV. Zu beachten ist die logarithmische Auftragung der Zählrate.

Zur Bestimmung der Auflösung des Detektorsystems wurden Messungen an ^{9}Be bei einer Strahlenergie von 70 MeV durchgeführt. Ein gemessenes Spektrum mit Lücken zeigt Abb. 8.3. Getriggert wurde mit dem Čerenkov-Detektor. Das Target besaß hierbei eine Massenbelegung von 5.55 mg/cm^2. Dieser Kern eignet sich besonders gut, da er eine starke Anregung bei 2.429 MeV besitzt. Bei der oben genannten Strahlenergie paßte die Linie dieser Anregung zusammen mit der Linie der elastischen Streuung in das vom Detektorsystem abgedeckte Energieinterval ($\sim$ 2.8 MeV). Gleichzeitig besaßen die beiden Linien einen genügend großen Abstand und sind im Spektrum in Abb. 8.3 gut zu erkennen.
Die Zentroide der Linien wurden mit Hilfe des oben erwähnten Fit-Programms bestimmt. Zur Umrechnung von Kanälen (Anzahl von Detektorstreifen) in Einheiten der Anregungsenergie muß die Kinematik der Elektronenstreuung beachtet werden. Die Energie der gestreuten Elektronen einer Linie E_{Peak} ergibt sich aus

$$E_{\mathrm{Peak}} = \frac{(E_0 - \frac{1}{2}\Delta E) - E_{\mathrm{x}}\left(1 + \frac{E_{\mathrm{x}}}{2Mc^2}\right)}{1 + \frac{2(E_0 - \frac{1}{2}\Delta E)}{Mc^2}\sin^2\frac{\Theta}{2}} - \frac{1}{2}\Delta E. \tag{8.6}$$

Hier ist E_{x} die Anregungsenergie des Zustandes (= 0 MeV für die Linie der elastischen Streuung), Θ der Streuwinkel und M die Ruhemasse des Targetkerns. Die Größe ΔE stellt hier den Energieverlust der Elektronen im Target dar und kann aus der Beziehung

$$\Delta E = 1.4\frac{MeV}{g/cm^2} \cdot \frac{\rho \Delta x \cdot 10^{-3}}{\cos\frac{\Theta}{2}} \tag{8.7}$$

für den untersuchten Energiebereich näherungsweise bestimmt werden. Die Auflösung pro Streifen E_{Res} ergibt sich dann aus

$$E_{\mathrm{Res}} = \frac{E_{\mathrm{El}} - E_{\mathrm{In}}}{x_{\mathrm{El}} - x_{\mathrm{In}}}. \tag{8.8}$$

Hier ist $E_{\mathrm{El}} = E_{\mathrm{Peak}}$ bei $E_{\mathrm{x}} = 0$ und $E_{\mathrm{In}} = E_{\mathrm{Peak}}$ bei $E_{\mathrm{x}} = 2.4294$ MeV. Das Energieinterval pro Streifen betrug in dem gezeigten Spektrum 6.8 keV. Es sollte über die gesamte Länge der Fokalebene konstant bleiben. Folgemessungen zeigten jedoch, daß sie zu niedrigeren Anregungsenergien hin abnimmt. Dies ist auf eine minimale Verkippung der Detektoreinheit gegen die Fokalebene zu erklären und wird von der Analysesoftware korrigiert. Weiterhin ist sie abhängig vom Impuls

der gestreuten Elektronen auf der Sollbahn des Spektrometers und damit vom eingestellten Spektrometermagnetfeld. Geht man von einer Detektorlänge von ca. 415.5 Streifen aus und berücksichtigt, daß die Impulsakzeptanz $\frac{\Delta p}{p}$ unabhängig vom Spektrometerstrom ist, gilt

$$\frac{\Delta p}{p} = \frac{415.5 \cdot E_{\mathrm{Res}}}{E_{\mathrm{Soll}}}. \tag{8.9}$$

Die Größe E_{Soll} ist hierbei die Energie der gestreuten Elektronen auf der Sollbahn des Spektrometers. Dazu wird angenommen, daß sich die Mitte des Detektors auf der Sollbahn des Spektrometers befindet. Dies ist wegen der früher genannte Methode der mechanischen Konstruktion gewährleistet. Betrachtet man eine Linie in einem Spektrum, die um die Anzahl Detektorstreifen Δs von der Mitte des Detektors verschoben ist, erhält man

$$E_{\mathrm{Soll}} = E_{\mathrm{Peak}} - \Delta s E_{\mathrm{Res}}. \tag{8.10}$$

Man bestimmt $\frac{\Delta p}{p}$ durch Einsetzen der Ergebnisse aus Gl. (8.8) und Gl. (8.10) in Gl. (8.9) zu 4.04% und kann allgemein festhalten, daß

$$E_{\mathrm{Res}} = \frac{1}{415.5} \cdot \frac{\Delta p}{p} \cdot E_{\mathrm{Soll}} = 9.71 \cdot 10^{-5} \cdot E_{\mathrm{Soll}}. \tag{8.11}$$

Der Impulsbereich von 4.04% wird von 415.5 Streifen abgedeckt. Das führt zu einer relativen Auflösung des Detektors von ca. $1 \cdot 10^{-4}$ und zeigt, daß die Gesamtauflösung nur vom Spektrometer limitiert wird. Ein sehr wichtiges Ergebnis. Im weiteren Verlauf der Strahlzeit wurden noch Messungen bei unterschiedlichen Strahlenergien und Streuwinkeln am Kern ^{94}Mo durchgeführt. In dessen Spektrum sind mehrere Anregungen innerhalb des Energieintervals des Detektors zu sehen. Eine Auswertung der Linien nach obigem Verfahren bestätigte die bereits erhaltenen Ergebnisse, ebenso eine Messung an einem BeO-Leuchttarget. Hier wurden die Linien der elastischen Streuung des Berylliums und des Sauerstoffs zur Bestimmung der Auflösung herangezogen. Diese sind wegen der verschiedenen Rückstoßenergien im Spektrum trennbar. Sie sind aber nicht sehr weit voneinander entfernt, die Genauigkeit ist deshalb gering. Abbildung 8.4 faßt schließlich die Ergebnisse von Messungen an verschiedenen Targets bei gleichbleibender Spektrometereinstellung zusammen. Eine lineare Anpassung durch diese Datenpunkte

entspricht der in Gl. (8.11) bestimmten Auflösung mit einer Abweichung von $< 1.6\%$. Abweichungen erklären sich durch etwas unterschiedliche Beschleunigereinstellungen bei den Messungen und damit leicht variierenden Werten für E_0.

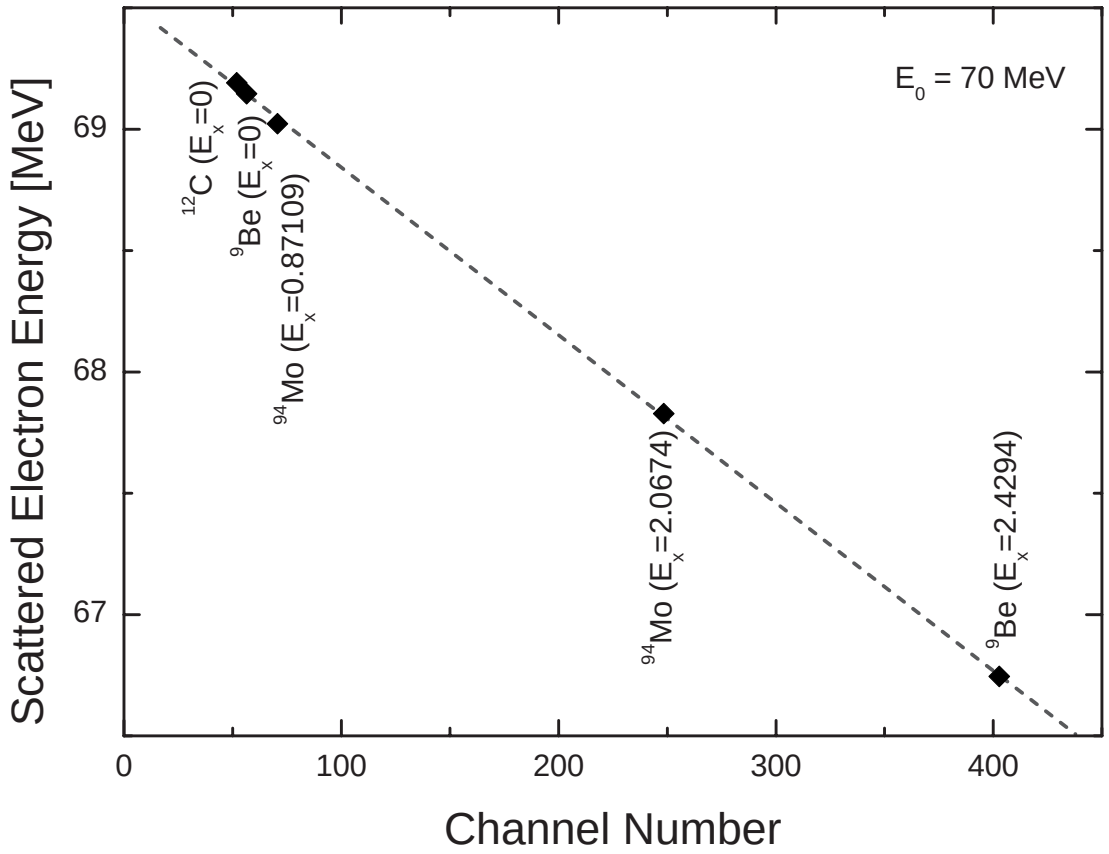

Abb. 8.4: Anregung der Reaktion BeO, ^{12}C, ^{92}Mo (e, e') bei konstanter Elektronenenergie $E_0 = 70$ MeV und konstantem Magnetfeld. Aufgetragen ist ihre nach Gl. (8.6) ermittelte Energie über der Lage auf dem Detektor. Mit einer linearen Anpassung (gestrichelte Linie) durch diese Datenpunkte läßt sich die Energieauflösung des Detektors bestimmen. Sie ergibt sich zu 6.91 keV/Kanal.

8.6 Magnetfeldeichung

Ausgehend von den durchgeführten Messungen läßt sich jetzt die Abhängigkeit des Spektrometermagnetfeldes vom eingestellten Spektrometerstrom überprüfen. Dazu wird Gl. (8.11) in Gl. (8.10) eingesetzt und nach E_{Soll} aufgelöst.

Man erhält:

$$E_{\mathrm{Soll}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{415.5} \cdot \frac{\Delta p}{p} \cdot \Delta s} \cdot \left(\frac{(E_0 - \frac{1}{2}\Delta E) - E_{\mathrm{x}} \left(1 + \frac{E_{\mathrm{x}}}{2Mc^2}\right)}{1 + \frac{2(E_0 - \frac{1}{2}\Delta E)}{Mc^2} \sin^2 \frac{\Theta}{2}} - \frac{1}{2}\Delta E \right). \quad (8.12)$$

Gleichung (8.12) wurde auf verschiedene Linien aus unterschiedlichen Messungen, die in Tab. 8.2 zusammengefaßt sind, angewendet. Das Ergebnis ist in Abb. 8.5 zu sehen.

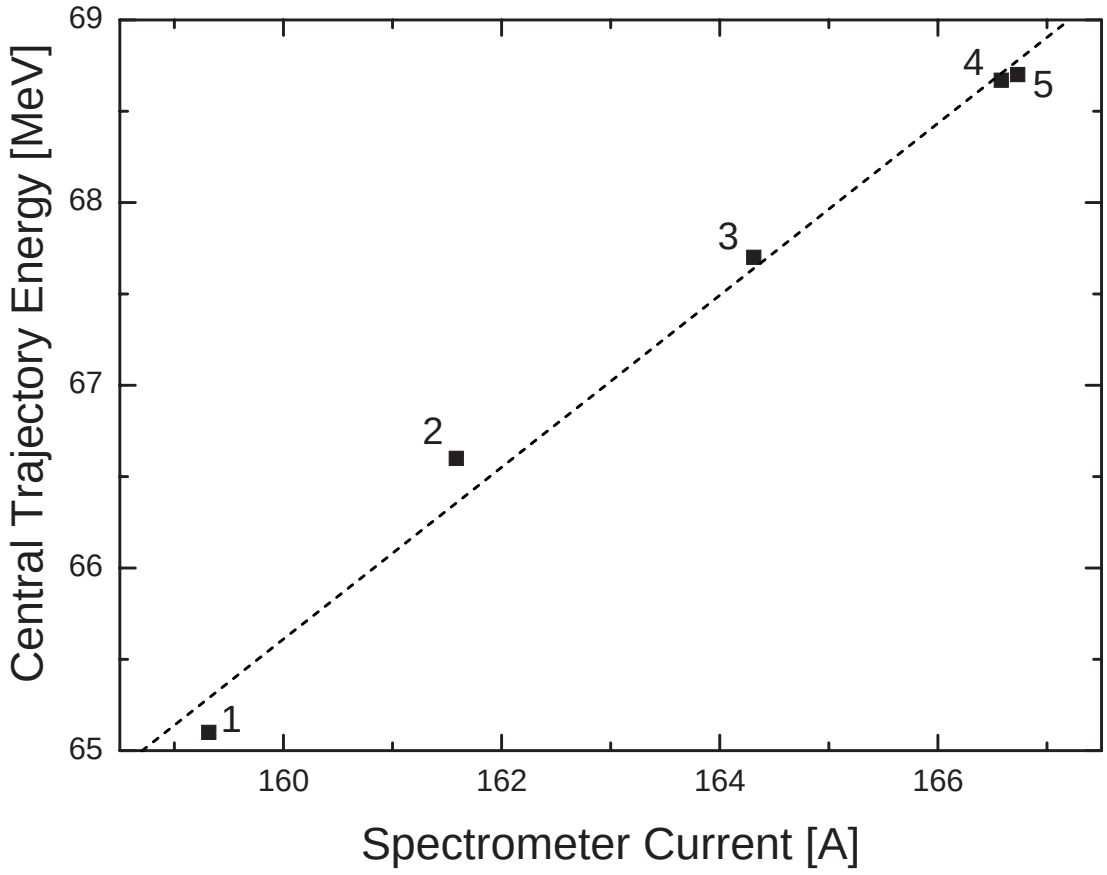

Abb. 8.5: Abhängigkeit der Energie auf der Sollbahn des Spektrometers vom eingestellten Spektrometerstrom. Dazu wurde Gl. (8.12) auf die in Tab. 8.2 zusammengefaßten Linien angewendet. Die gestrichelte Linie ist eine lineare Anpassung durch die Daten.

Tab. 8.2: Parameter der Datenpunkte zur Magnetfeldeichung.

Nr.	Target	$\rho\Delta x$ [mg/cm^2]	E_0 [MeV]	E_x [MeV]	Θ [Grad]	Δs [Kanäle]
1	^{12}C	66.6	70	4.438	117	−43.75
2	^{94}Mo	9.65	70	2.067	141	183.25
3	^{9}Be	5.55	70	0	141	186.25
4	^{94}Mo	9.65	70	0	141	176.25
5	^{94}Mo	9.65	70	0	141	172.25

Mit den gewonnenen Ergebnissen aus diesen Messungen und dem obigen Graphen läßt sich die Abhängigkeit vom Magnetfeld auf der Sollbahn des Spektrometers zum eingestellten Strom durch Gl. (3.2) neu bestimmen. Man erhält

$$B = 0.00157\ \frac{Vs}{Am^2} \cdot I - 0.03233\ \frac{Vs}{m^2}. \tag{8.13}$$

Die in Abb. 8.5 sichtbaren Abweichungen und ein Offset begründen sich durch etwas verschiedene Primärenergien des Strahls und durch die Remanenz des Spetrometerdipols. Aus den Abweichungen folgt, daß die Einstellung des Spektrometerstroms unbedingt mit einem Cyclingverfahren gemacht werden muß. Da als Netzteil für das 169°-Spektrometer das des QCLAM-Spektrometers zum Einsatz kommt, kann das Program zum Einstellen des Stroms des QCLAM-Spektrometers genutzt werden. Hier ist bereits eine Cyclingprozedur implementiert. Ungewöhnlich ist jedoch das Vorzeichen des Offsets. Vermutlich ist der Verlauf der Abhängigkeit im Bereich unter 100 A nicht mehr linear. Messungen fanden in diesem Strombereich nicht statt. Oberhalb von 100 A Spektrometerstrom liefert die ermittelte Abhängigkeit jedoch optimale Ergebnisse.

9 Schlussbemerkung

Im Rahmen dieser Arbeit ist mit der Wiederinbetriebnahme des 169°-Spektrometers ein sehr wichtiger neuer Experimentierplatz am S-DALINAC entstanden. Der Energieverlust-Betriebsmodus des Spektrometers erlaubt hier, in Zukunft wieder hochauflösende (e, e')-Experimente unter deutlich besseren Bedingungen als vorher durchzuführen. So löst das neue Detektorkonzept des Problem der Effizienzschwankungen des früher verwendeten Szintillatorsystems, was zusammen mit den hohen Datendurchsatzraten zu einer signifikanten Verkürzung der Meßzeiten führt.

Im Rahmen der Strahlzeiten wurden auch erste erfolgreiche Messungen im Energieverlustmodus durchgeführt und es wurden bereits mehrere Wochen lang kernphysikalisch relevante Daten zur Untersuchung gemischt-symmetrischer Zustände im Kern ^{94}Mo aufgenommen. Die hierbei gewonnenen Resultate belegen eindrücklich die volle Funktionstüchtigkeit des Meßplatzes für hochauflösende (e, e')-Experimente und bilden Teil einer anderen Dissertation [194].

Das im Rahmen dieser Arbeit entstandene Entwicklungssystem findet bereits vielfache Verwendung, nicht nur im Bereich des Experimentierplatzes am 169°-Spektrometer und seiner Strahlführung, sondern auch in unterschiedlichsten Steueraufgaben am S-DALINAC.

Eine Frage, die erst durch längeren Einsatz geklärt werden kann, ist die Untersuchung von Strahlenschäden am Halbleiterdetektor durch den Betrieb am 169°-Spektrometer. Dies könnte ein interessantes Thema für eine Folgearbeit sein [45].

Literatur

[1] K. Alrutz-Ziemssen, D. Flasche, H.-D. Gräf, V. Huck, M. Knirsch, W. Lotz, A. Richter, T. Rietdorf, P. Schardt, E. Spamer, A. Stascheck, W. Voigt, H. Weise, W. Ziegler, Part. Acc. 29 (1990) 53.

[2] A. Richter, Proc. 5^{th} European Particle Accelerator Conference, Barcelona (1996), ed. S. Myers et al., Inst. Of Physics Publ., Bristol, Philadelphia (1996) 110.

[3] M. Brunken, H. Genz, M. Gopych, H. D. Gräf, S. Khodyachykh, S. Kostial, U. Laier, A. Lenhardt, H. Loos, J. Mühl, M. Platz, A. Richter, S. Richter, B. Schweizer, A. Stascheck, O. Titze, S. Watzlawik, S. Döbert, *Latest Developments from the S-DALINAC*, Proc. of the 20^{th} Intern. LINAC Conference, Ed. A. W. Chao, S. L. Yu, R. D. Ruth, **SLAC-R-561** (2000) 152.

[4] H. Diesener, U. Helm, G. Herbert, V. Huck, P. von Neumann-Cosel, C. Rangacharyulu, A. Richter, G. Schrieder, A. Stascheck, A. Stiller, J. Ryckebusch, J. Carter, Phys. Rev. Lett. 72 (1994) 1994

[5] P. von Neumann-Cosel, C. Rangacharyulu, A. Richter, G. Schrieder, A. Stascheck, S. Strauch, Phys. Rev. Lett. 78 (1997) 2924

[6] S. Strauch, P. von Neumann-Cosel, C. Rangacharyulu, A. Richter, G. Schrieder, K. Schweda, J. Wambach, Phys. Rev. Lett. 85 (2000) 2913

[7] P. von Neumann-Cosel, A. Richter, G. Schrieder, A. Shevchenko, A. Stiller, H. Arenhövel, Phys. Rev. Lett. 88 (2002) 202304

[8] B. Reitz, F. Hofmann, P. von Neumann-Cosel, F. Neumeyer, C. Rangacharyulu, A. Richter, G. Schrieder, D.I. Sober, B.A. Brown, Phys. Rev. Lett. 82 (1999) 291

[9] P. von Neumann-Cosel, F. Neumeyer, S. Nishizaki, V.Yu. Ponomarev, C. Rangacharyulu, B. Reitz, A. Richter, G. Schrieder, D.I. Sober, T. Waindzoch, J. Wambach, Phys. Rev. Lett. 82 (1999) 1105

[10] B. Reitz, A.M. van den Berg, D. Frekers, F. Hofmann, M. de Huu, Y. Kalmykov, H. Lenske, P. von Neumann-Cosel, V.Yu. Ponomarev, S. Rakers,

A. Richter, G. Schrieder, K. Schweda, J. Wambach, H.J. Wörtche, Phys. Lett. B532 (2002) 179

[11] H. Genz, H.D. Gräf, P. Hoffmann, W. Lotz, U. Nething, A. Richter, H. Kohl, A. Weickenmeier, W. Knüpfer, J.P.F. Sellschop, Appl. Phys. Lett. 57 (1990) 2956

[12] J. Freudenberger, V.B. Gawrikov, M. Galemann, H. Genz, L. Groening, V.L. Morokhovskii, V.V. Morokhovskii, U. Nething, A. Richter, J.P.F. Sellschop, N.F. Shul'ga, Phys. Rev. Lett. (1995) 2487

[13] J. Freudenberger, H. Genz, V.V. Morokhovskii, A. Richter, V.L. Morokhovskii, U. Nething, R. Zahn, J.P.F. Sellschop, Appl. Phys. Lett. 70 (1997) 267

[14] V.V. Morokhovskii, K.H. Schmidt, G. Buschhorn, J. Freudenberger, H. Genz, R. Kotthaus, A. Richter, M. Rzepka, P.M. Weinmann, Phys. Rev. Lett. 79 (1997) 4389

[15] J. Freudenberger, H. Genz, V.V. Morokhovskii, A. Richter, J.P.F. Sellschop, Phys. Rev. Letters 84 (2000) 270

[16] D. Bohle, A. Richter, W. Steffen, A. E. L. Dieperink, N. Lo Iudice, F. Palumbo, O. Scholten, Phys. Lett. **137B** (1984) 27.

[17] T. Mayer-Kuckuk, *Kernphysik*, 6. Auflage, Teubner Studienbücher, Stuttgart (1994) ISBN 3-519-03223-6.

[18] J. Speth and J. Wambach, *Electric and Magnetic Giant Resonances in Nuclei*, ed. J. Speth, World Scientific, Singapore, New Jersey, London, Hong Kong (1991) 1.

[19] P. F. Bortignon, A. Bracco, R. A. Broglia, *Giant Resonances: Nuclear Structure at Finite Temperature* (Harwood Academic Publisher, Singapore, 1998).

[20] A. van der Woude, *Electric and Magnetic Giant Resonances in Nuclei*, ed. J. Speth, World Scientific, Singapore, New Jersey, London, Hong Kong (1991) 160.

[21] H. Frauenfelder, E. M. Henley, *Teilchen und Kerne: Subatomare Physik*, 3. Auflage, Oldenbourg Verlag, München (1995) ISBN 3-486-22714-9.

[22] W. Greiner, J. Maruhn, *Kernmodelle*, Bd. 11, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main (1995) ISBN 3-87144-977-6.

[23] M. Knirsch, Dissertation, Technische Universität Darmstadt (1991), **D17**.

[24] H.-D. Gräf, H. Miska, E. Spamer, O. Titze, T. Walcher, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 8.

[25] T. Walcher, R. Frey, H.-D. Gräf, E. Spamer, H. Theissen, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 17.

[26] D. Schüll, J. Foh, H.-D. Gräf, H. Miska, R. Schneider, E. Spamer, H. Theissen, O. Titze, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 29.

[27] J. Foh, R. Frey, R. Schneider, D. Schüll, A. Schwierczinski, H. Theissen, O. Titze, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 43.

[28] W. Gross, D. Meuer, A. Richter, E. Spamer, O. Titze, W. Knüpfer, Phys. Lett. B84 (1979) 296

[29] W. Steffen, H.-D. Gräf, W. Gross, D. Meuer, A. Richter, E. Spamer, O. Titze, W. Knüpfer, Phys. Lett. B95 (1980) 23

[30] D. Schüll, Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt (1975), **D17**.

[31] T. Walcher, Habilitationsschrift, Technische Hochschule Darmstadt (1974), unveröffentlicht.

[32] A. Rudert, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (1973), unveröffentlicht.

[33] B. Föhring, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (1974), unveröffentlicht.

[34] A. W. Lenhardt, Diplomarbeit, Technische Universität Darmstadt (1999), unveröffentlicht.

[35] F. Hinterberger, *Physik der Teilchenbeschleuniger und Ionenoptik*, Springer Verlag, Berlin (1997) ISBN 3-540-61238-6.

[36] A. M. van den Berg, *Spectrometers*, Vortrag TMR Kurs, Groningen (1998).

[37] M. Schippers, *Optics of Charged Particles*, Vortrag TMR Kurs, Groningen (1998).

[38] A. P. Banford B. Sc., *The Transport of Charged Particle Beams*, E. & F. N. SPON Limited, London (1966).

[39] B. L. Cohen, *Resolution of Accelerator Magnetic Analyzing Systems*, Rev. Sci. Instr. **30** (1959) 415.

[40] H. G. Blosser, G. M. Crawley, R. DeForest, E. Kashy, B. H. Wildenthal, Nucl. Instr. Meth. **91** (1971) 61.

[41] B. W. Ridley et al., Nucl. Instr. Meth. **130** (1975) 79.

[42] J. Gotthardt, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (1994), unveröffentlicht.

[43] H. Bauer, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (1995), unveröffentlicht.

[44] G. Küchler, Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt (1986), **D17**.

[45] E. Fretwurst, G. Lindström, J. Stahl, I. Pintilie, *Radiation Damage in Silicon Detectors Caused by Hadronic and Electromagnetic Irradiation*, DESY 02-199, physics/0211118 (2002).

[46] W. R. Leo, *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments: A How-to Approach*, 2^{nd} Ed., Springer Verlag, Berlin (1994) ISBN 3-540-57280-5, ISBN 0-387-57280-5.

[47] T. Miyoshi, K. A. Lan, Y. Fujii, O. Hashimoto, E. V. Hungerford, Y. Sato, M. Sarsour, T. Takahashi, L. Tang, M. Ukai, H. Yamaguchi, *A silicon strip detector used as high rate focal plane sensor for electrons in a magnetic spectrometer*, ELSEVIER, Nuclr. Instr. Meth. **A 496** (2003) 362-372.

[48] E. Beuville et al., Nucl. Instr. Meth. **A288** (1990) 157-167.

[49] A. Kastenmüller, Diplomarbeit, TU München (1994), unveröffentlicht.

[50] A. Kastenmüller, *64 Channel Analog Multiplexing Frontend*, Dokumentation, CERN, Genf (1996).

[51] M. Brunken, S. Döbert, H. Genz, M. Gopych, H. D. Gräf, S. Khodyachykh, S. Kostial, U. Laier, H. Loos, A. Richter, S. Richter, B. Schweizer, A. Stascheck, O. Titze, *Operation of the S-DALINAC, related Topics and Developments*, Proc. of the 9^{th} Workshop on RF Superconductivity, Los Alamos Report **LA-13782-C** (2000) 65.

[52] P. Mohr, J. Enders, T. Hartmann, H. Kaiser, D. Schiesser, S. Schmitt, S. Volz, F. Wissel, A. Zilges, *Real photon scattering up to 10 MeV: The improved facility at the Darmstadt electron accelerator S-DALINAC*, Nucl. Instr. Meth. **A423** (1999) 480.

[53] J. Freudenberger, H. Genz, V. V. Morokhovskii, V. L. Morokhovskii, U. Nething, A. Richter, R. Zahn, J. P. F. Sellschop, *Lineshape, linewidth and spectral density of parametric x-radiation at low electron energy in diamond*, Appl. Phys. Lett. **70** (1997) 267.

[54] T. Hartmann, J. Enders, P. Mohr, K. Vogt, S. Volz, A. Zilges, *Measurement of the dipole and electric quadrupole strength distribution up to 10 MeV in the double magic nuclei ^{40}Ca and ^{48}Ca*, Phys. Rev. Letters **85** (2000) 274.

[55] P. Mohr, C. Vogt, M. Babilon, J. Enders, T. Hartmann, C. Hutter, T. Rauscher, S. Volz, A. Zilges, *Experimental simulation of stellar photon bath by bremsstrahlung: The astrophysical γ-process*, Phys. Lett. **B488** (2000) 127.

[56] A. Richter, *Der neue Freie-Elektronen-Laser in Darmstadt*, Physikalische Blätter **54** (1998) 31.

[57] M. Brunken, S. Döbert, R. Eichhorn, H. Genz, H. D. Gräf, H. Loos, A. Richter, B. Schweizer, A. Stascheck, T. Wesp, *First lasing of the Darmstadt cw free-electron laser*, Proc. of the 20^{th} Intern. FEL Conference, Nucl. Instr. Meth. **A429** (1999) 21.

[58] V. V. Morokhovskii, K. H. Schmidt, G. Buschhorn, J. Freudenberger, H. Genz, R. Kotthaus, A. Richter, M. Rzepka, P. Weinmann, *Polarization of Parametric X Radiation*, Phys. Rev. Lett. **79** (1997) 4389.

[59] S. Watzlawik, Dissertation, TU Darmstadt, in Vorbereitung.

[60] B. Povh, M. Rosina, *Streuung und Strukturen: Ein Streifzug durch die Quantenphänomene*, Springer Verlag, Berlin (2002) ISBN 3-540-42887-9.

[61] F. Sauli, *Instrumentation in High Energy Physics*, World Scientific Publishing, Singapore (1992) ISBN 981-02-0597-X.

[62] *Particle Physics Booklet*, Extracted from Review of Particle Physics, Particle Data Group, Springer (2000).

[63] S. Kowalski, H. A. Enge, *RAYTRACE User's Guide*, Laboratory for Nuclear Science and Department of Physics, MIT (1986)

[64] H. Ikegami, Rev. Sci. Instrum. **21** (1958) 943.

[65] S. Penner, J. W. Lightbody, *Proceedings of the International Symposium on Magnet Technology*, Stanford (1965).

[66] Ch. Kittel, *Einführung in die Festkörperphysik*, 11. Auflage, Oldenbourg Verlag, München (1996) ISBN 3-486-23596-6.

[67] Ch. Kittel, C. Y. Fong, *Quantentheorie der Festkörper*, 3. Auflage, Oldenbourg Verlag, München (1989) ISBN 3-486-21420-9.

[68] U. Tietze, Ch. Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 10. Auflage, Springer Verlag, Berlin (1993) ISBN 3-540-56184-6.

[69] D. Dannheim, U. Kötz, C. Coldewey, E. Fretwurst, A. Garfagnini, R. Klanner, J. Martens, E. Koffemann, H. Tiecke, R. Carlin, *Design and Tests of the Silicon Sensors for the ZEUS Micro Vertex Detector*, DESY 02-215 (2002).

[70] A. W. Lenhardt, Laborbericht, IKDA 2004/19, Technische Universität Darmstadt (2004).

[71] A. Byelikov, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (2003), unveröffentlicht.

[72] A. Holz, H.-G. Kreysch, *Bio-Elektronik*, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart (1982) ISBN 3-440-05062-9.

[73] *MAX4447/MAX4448/MAX4449 Datasheet:* $6500V/\mu s$*, Wideband, High-Output-Current, Single-Ended-to-Differential Line Drivers with Enable*, 19-1519, Rev. 1, MAXIM Integrated Products Inc., Sunnyvale, California, USA (1999).

[74] D. Nürmann, *Operationsverstrker in der Hobbypraxis, Eine leichtverständliche Einführung in Aufbau, Technik und Arbeitsweise mit praktischen Schaltungen*, 2. Auflage, Franzis' Verlag, München (1985) ISBN 3-7723-1512-7.

[75] L. Starke, *Bauelementenlehre der Elektronik*, 3. Auflage, Frankfurter Fachverlag, Frankfurt (1982) ISBN 3-87234-073-5.

[76] J. Kleemann, *Digitale Elektronik für Anfänger, Eine Einführung in die digitale Elektronik durch Theorie und Praxis*, 6. Auflage, Franzis' Verlag, München (1986) ISBN 3-7723-1796-0.

[77] R. Ufermann, *CMOS-Bauanleitungen, Grundlagen und Experimente mit dem Digitalbaustein CMOS 4093*, Franzis' Verlag, München (1986) ISBN 3-7723-1991-2.

[78] S. Wirsum, *Experimente mit digitalen Schaltgliedern, Das Know-how zum kontaktlosen Schalten, Steuern, Zählen und Messen*, 3. Auflage, Franzis' Verlag, München (1984) ISBN 3-7723-0923-2.

[79] *TTL Taschenbuch*, Teil 1, IWT Verlag, Vaterstetten (1987) ISBN 3-88322-191-0.

[80] *TTL Taschenbuch*, Teil 2, IWT Verlag, Vaterstetten (1983) ISBN 3-88322-010-8.

[81] *CMOS Taschenbuch*, Teil 1, Standardbausteine, 5. Auflage, IWT Verlag, Vaterstetten (1987) ISBN 3-88322-120-1.

[82] *CMOS Taschenbuch*, Teil 2, Spezialbausteine, 1. Auflage, IWT Verlag, Vaterstetten (1984) ISBN 3-88322-009-4.

[83] *8-bit AVR Microcontroller with 128K Bytes In-System Programmable Flash, ATMega103/ATMega103L Preliminary Summary*, Rev. 0945ES-AVR-01/00, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (2000).

[84] *ADM1485 Datasheet: 5V Low Power EIA RS-485 Transceiver*, Rev. C, Analog Devices Inc., Norwood, Massachusetts, USA (2003).

[85] *Xilinx XC9500 CPLD Series, The low-cost solution for* 2.5 V, 3.3 V, *and* 5 V *applications*, PN 0010570-03, XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2003).

[86] *XC9572XL High Performance CPLD, Preliminary Product Specification*, DS057 (v1.4), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2003).

[87] *Device Packaging and Thermal Characteristics*, UG112 (v1.0), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2004).

[88] *TQFP (TQ100, TQ144, TQ176) Packages, HQFP (Heat Sink)(HT100, HT144, HT176) Packages*, PK009 (v1.1), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[89] *Using the XC9500/XL/XV JTAG Boundary Scan Interface*, XAPP069 (v3.1), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[90] *Using the In-System Programming in Boundary Scan Systems*, XAPP070 (v2.0), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[91] *A Quick JTAG ISP Checklist*, XAPP104 (v2.1), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[92] *In-System Programming Times for XC9500XL*, XAPP141 (v1.0), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (1999).

[93] *Introduction to JTAG*, Version 0.1, XJTAG Ltd., Cambridge, UK (2003).

[94] *JTAG - A technical overview*, Version 0.1, XJTAG Ltd., Cambridge, UK (2003).

[95] R. G., *JTAG-Interface*, 020008, Elektor Heft 381, 9/2002, Elektor Verlag (2002) ISSN 0932-5468.

[96] *Parallel Cable III Schematic*, 0380507 (v2.0), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (1996).

[97] *ByteBlasterMV Parallel Port Download Cable*, Altera Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[98] A. Roth, *Das Mikrocontroller-Applikations-Kochbuch*, 2. Auflage, ITP Verlag, Bonn (1998) ISBN 3-8266-2822-5.

[99] R.-D. Klein, *Rechner modular*, Franzis' Verlag, München (1987) ISBN 3-7723-8721-7.

[100] Dr. P. Wratil, R. Schmidt, *PC/XT/AT Messen Steuern Regeln, Angewandte Interfacetechnik*, Markt- & Technik-Verlag, Haar bei München (1987) ISBN 3-89090-477-7.

[101] *Spartan-II 2.5V FPGA Family: Introduction and Ordering Information, Preliminary Product Specification*, DS001-1 (v2.3), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[102] *Spartan-II 2.5V FPGA Family: Functional Description, Preliminary Product Specification*, DS001-2 (v2.1), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2001).

[103] *Spartan-II 2.5V FPGA Family: DC and Switching Characteristics, Preliminary Product Specification*, DS001-3 (v2.6), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[104] *Spartan-II 2.5V FPGA Family: Pinout Tables, Preliminary Product Specification*, DS001-4 (v2.4), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2001).

[105] *XC18V00 Series In-System Programmable Configuration PROMs, Product Specification*, DS026 (v3.9), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[106] *Platform Flash In-System Programmable Configuration PROMs, Preliminary Product Specification*, DS123 (v2.5), XILINX Inc. Corporation, San Jose, California, USA (2004).

[107] *TSA1201 Datasheet: 12-BIT, 50MSPS, 150mW A/D CONVERTER*, STMicroelectronics Inc., San Diego, California, USA (2001).

[108] *ADR290 Datasheet: Low Noise Micropower 2.048V, 2.5V, and 4.096V Precision Voltage Reference*, Rev. B, Analog Devices Inc., Norwood, Massachusetts, USA (2001).

[109] *AD8131 Datasheet: Low-Cost, High-Speed Differential Driver*, Rev. A, Analog Devices Inc., Norwood, Massachusetts, USA (2000).

[110] *8-bit AVR Microcontroller with 128K Bytes In-System Programmable Flash, ATMega103/ATMega103L Preliminary*, Rev. 0945E-11/00, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (2000).

[111] *8-bit AVR Microcontroller with 128K Bytes In-System Programmable Flash, ATMega103/ATMega103L Rev. L Errata Sheet*, Rev. 1436B-12/99, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (1999).

[112] *8-bit AVR Microcontroller with 128K Bytes In-System Programmable Flash, ATMega128/ATMega128L Preliminary Summary*, Rev. 2467FS-AVR-09/02, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[113] *8-bit AVR Microcontroller with 128K Bytes In-System Programmable Flash, ATMega128/ATMega128L Preliminary*, Rev. 2467F-AVR-09/02, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (2002).

[114] *DS14185 Datasheet: EIA/TIA-232 3 Driver x 5 Receiver*, DS011938, National Semiconductor Corporation, Santa Clara, California, USA (1999).

[115] *The I^2C-Bus Specification*, Version 2.1, Philips Semiconductors, Netherlands (2000).

[116] *MAX825 Datasheet: 5-Pin Microprocessor Supervisory Circuits With Watchdog Timer and Manual Reset*, 19-0487, Rev. 4, MAXIM Integrated Products Inc., Sunnyvale, California, USA (2001).

[117] H.-P. Messmer, *PC-Hardwarebuch*, 3. Auflage, Addison-Wesley, Bonn, Paris (1995) ISBN 3-89319-528-9.

[118] J. Koch, M. Schusser, *PC/XT/AT Kompendium, Eine detaillierte Systembeschreibung mit vielen informativen Fotos*, Markt- & Technik-Verlag, Haar bei München (1989) ISBN 3-89090-778-4.

[119] M. Tischer, *PC-Intern 3.0*, 1. Auflage, DATA Becker, Düsseldorf (1992) ISBN 3-89911-591-8.

[120] *RTL8019AS Realtek Full-Duplex Ethernet Controller with Plug and Play Function (RealPNP) Specification*, Realtek Semiconductor Corp., Hsinchu 300, Taiwan (2001).

[121] *RTL8019AS Realtek Reference Design*, Realtek Semiconductor Corp., Hsinchu 300, Taiwan (2000).

[122] R. Benedikt, *Web51*, http://web51.hw-server.com/, Czech Republic(2002).

[123] H. Kipp, *Ethernut*, http://www.ethernut.de/de/, Deutschland (2002).

[124] *YCL20F001N Datasheet: 10 Base T Low Pass Filter*, YCL Electronics Corporation Ltd., Milpitas, California (2000).

[125] *ZLDO500 Datasheet: 5.0 VOLT ULTRA LOW DROPOUT REGULATOR*, ISSUE 2, Zetex plc, Oldham, United Kingdom (1997).

[126] *REG1117 Datasheet: 800mA and 1A Low Dropout Positive Regulator 1.8V, 2.5V, 2.85V, 3.3V, 5V, and Adjustable*, SBVS001, Burr-Brown Corporation, Tucson, Arizona, USA (1999).

[127] J. Glagla, G. Lindner, *Wege in die Elektronik, Ein Lern- und Werkbuch für Selbststudium und Unterricht*, Otto Maier Verlag, Ravensburg (1980) ISBN 3-473-61646-X.

[128] Kosmos Elektronik-Labor E200, Super Labor, 3. Auflage, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart (1981).

[129] Donald E. Thomas, Philip R. Moorby, *The Verilog Hardware Description Language*, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, USA (1995) ISBN 0-7923-9523-9.

[130] OSI 7 Layer Model (OSI 7498).

[131] W. R. Stevens, *TCP/IP Illustrated, Vol.1: The Protocols*, Addison-Wesley-Professional, Boston (1994) ISBN 0-201-63346-9.

[132] Gary R. Wright, W. R. Stevens, *TCP/IP Illustrated, Vol.2: The Implementation*, Addison-Wesley-Professional, Boston (1995) ISBN 0-201-63354-X.

[133] W. R. Stevens, *TCP/IP Illustrated, Vol.3: TCP for Transactions, HTTP, NNTP, and the UNIX Domain Protocols*, Addison-Wesley-Professional, Boston (1996) ISBN 0-201-63495-3.

[134] M. Hill, R. Zessin, *Netzwerk-Programmierung in C, Novell Netware 3.X/ 4.X*, 1. Auflage, IWT Verlag, Bonn (1995) ISBN 3-88322-491-X.

[135] B. Quinn, D. Shute, *Windows Sockets Network Programming*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (1996) ISBN 0-201-63372-8.

[136] *RFC 791, Internet Protocol*, DARPA Internet Program, Protocol Specification, Information Science Institute, University of Southern California, Marina del Rey, California (1981).

[137] *RFC 793, Transmission Control Protocol*, DARPA Internet Program, Protocol Specification, Information Science Institute, University of Southern California, Marina del Rey, California (1981).

[138] T. Socolofsky, C. Kale, *RFC 1180, A TCP/IP Tutorial*, Network Working Group, Spider Systems Limited (1991).

[139] C. Hornig, *RFC 894, A Standard for the Transmission of IP Datagrams over Ethernet Networks*, Network Working Group, Symbolics Cambridge Research Center (1984).

[140] D. C. Plummer, *RFC 826, An Ethernet Address Resolution Protocol –or– Converting Network Protocol Address to 48.bit Ethernet Address for Transmission on Ethernet Hardware*, Abstrcat, Network Working Group, (1982).

[141] R. Finlayson, T. Mann, J. Mogul, M. Theimer, *RFC 903, A Reverse Address Resolution Protocol*, Network Working Group, Computer Science Department, Stanford University (1984).

[142] T. Bradley, C. Brown, *RFC 1293, Inverse Address Resolution Protocol*, Network Working Group, Wellfleet Communications, Inc. (1992).

[143] J. Postel, *RFC 792, Internet Control Message Protocol*, Network Working Group, ISI (1981).

[144] J. Reynolds, J. Postel, *RFC 1060, Assigned Numbers*, Network Working Group, ISI (1990).

[145] J. Postel, J. Reynolds, *RFC 854, Telnet Protocol Specification*, Network Working Group, ISI (1991).

[146] J. Postel, K. Harrenstien, *RFC 868, Time Protocol*, Network Working Group, ISI, SRI (1983).

[147] J. Postel, J. Reynolds, *RFC 959, File Transfer Protocol*, Network Working Group, ISI (1985).

[148] S. Bellovin, *RFC 1579, Firewall-Friendly FTP*, Network Working Group, AT&T Laboratories (1994).

[149] Jonathan B. Postel, *RFC 821, Simple Mail Transfer Protocol*, Network Working Group, Information Sciences Institute, University of Southern California (1982).

[150] J. Klensin, *RFC 2821, Simple Mail Transfer Protocol*, Network Working Group, AT&T Laboratories, The Internet Society (2001).

[151] J. Myers, *RFC 2554, SMTP Service Extension for Authentication*, Network Working Group, ISI (1999).

[152] J. Case, *RFC 1157, Simple Network Management Protocol (SMNP)*, Network Working Group, Stanford University, Sun Microsystems (1990).

[153] B. Croft, J. Gilmore, *RFC 951, BOOTSTRAP Protocol (BOOTP)*, Network Working Group, Stanford University, Sun Microsystems (1985).

[154] K. Sollins, *RFC 1350, The TFTP Protocol (Revision 2)*, Network Working Group, MIT (1992).

[155] R. Droms, *RFC 2131, Dynamic Host Configuration Protocol*, Network Working Group, Bucknell Univerity (1997).

[156] R. Droms, *RFC 1534, Interoperation Between DHCP and BOOTP*, Network Working Group, Bucknell Univerity (1993).

[157] S. Alexander, R. Droms, *RFC 2132, DHCP Options and BOOTP Vendor Extensions*, Network Working Group, Silicon Graphics, Inc. , Bucknell Univerity (1997).

[158] *RFC 1001, Protocol standard for a NetBIOS service on a TCP/UDP transport: Concepts and methods*, Network Working Group, ISI (1987).

[159] *RFC 1002, Protocol standard for a NetBIOS service on a TCP/UDP transport: Detailed specifications*, Network Working Group, ISI (1987).

[160] J. Postel, *RFC 768, User Datagram Protocol*, Network Working Group, ISI (1980).

[161] P. Mockapetris, *RFC 1034, Domain Name – Concepts and Facilities*, Network Working Group, ISI (1987).

[162] P. Mockapetris, *RFC 1035, Domain Name – Implementation and Specification*, Network Working Group, ISI (1987).

[163] R. Fielding, J. Gettys, J. Mogul, H. Frystyk, L. Masinter, P. Leach, T. Berners-Lee, *RFC 2616, Hypertext Transfer Protocol – HTTP/1.1*, Network Working Group, ISI (1987).

[164] *Colour Personal Computer >CPC6128< Benutzerhandbuch*, Schneider Computer Division, Türkheim, Deutschland (1985).

[165] H. Schildt, *C++, The Complete Reference*, 2^{nd} Edition, Osborne McGraw-Hill, Berkeley (1995) ISBN 0-07-882123-1.

[166] H. Schildt, *The Complete Reference C*, 3^{rd} Edition, Osborne McGraw-Hill, Berkeley (1995) ISBN 0-07-882101-0.

[167] *HyperText Markup Language (HTML) Home Page*, http://www.w3.org/, W3C, Computer Science and Artificial Intelligence Laboratory, Massachusetts, Cambridge, USA (2004).

[168] J. Beveridge, R. Wiener, *Multithreading Applications in Win32, The Complete Guide to Threads*, Addison-Wesley, Boston (1997) ISBN 0-201-44234-5.

[169] A. Cohen, M. Woodring, *Win32 Multithreaded Programming*, O'Reilly, Sebastopol (1998) ISBN 1-56592-296-4.

[170] C. Petzold, *Programming Windows, The definitive guide to the Win32 API*, 5^{th} Edition, Microsoft Press, Redmond, Washington (1999) ISBN 1-57231-995-X.

[171] J. Richter, *Microsoft Windows Programmierung für Experten, Der Entwicklerleitfaden für Win32-API für Windows NT 3.5 und Windows 95*, Microsoft Press Deutschland, Unterschleißheim (1995) ISBN 3-86063-336-8.

[172] W. Oney, *System-Programmierung für Windows 95, Eine praktische Anleitung zum Schreiben von VxDs*, Microsoft Press Deutschland, Unterschleißheim (1996) ISBN 3-86063-365-1.

[173] R. J. Simon, *Windows 95/Windows NT API Bible, Win32 Programmierung*, Band 1, SAMS, Haar bei München (1996) ISBN 3-8272-4502-8.

[174] R. J. Simon, *Windows 95/Windows NT API Bible, Steuerelemente & Nachrichten*, Band 2, SAMS, Haar bei München (1996) ISBN 3-8272-4501-X.

[175] R. J. Simon, *Windows 95/Windows NT API Bible, Multimedia, ODBC & Telefonie*, Band 3, SAMS, Haar bei München (1997) ISBN 3-8272-4500-1.

[176] B. W. Kernighan, D. M. Ritchie, *Programmieren in C, ANSI C*, 2. Ausgabe, Verlage Carl Hanser und Prentice-Hall International, München (1988) ISBN 3-446-15497-3.

[177] B. Stroustrup, *Die C++ Programmiersprache*, 3. Auflage, Addison-Wesley, Bonn (1998) ISBN 3-8273-1296-5.

[178] D. Kruglinski, G. Sheperd, S. Wingo, *Inside Visual C++ 6.0*, 5. Auflage, Microsoft Press, Redmond, Washington (1998) ISBN 3-86063-461-5.

[179] N. Josuttis, *Objektorientiertes Programmieren in C++, Von der Klasse zur Klassenbibliothek*, Addison-Wesley, Bonn (1994) ISBN 3-89319-637-4.

[180] B. Eckel, *Thinking in C++, Introduction to Standard C++*, Volume 1, 2^{nd} Edition, Prentice Hall, New Jersey (2000) ISBN 0-13-979809-9.

[181] A. Friedman, L. Klander, M. Michaelis, H. Schildt, *C/C++ Annotated Archives*, Osborne McGraw-Hill, Berkeley (1999) ISBN 0-07-882504-0.

[182] *GCC-AVR Inline Assembler Cookbook*, Ver. 1.6, egnite Software GmbH, Herne, Germany (2002).

[183] M. Platz, Dissertation, TU Darmstadt, in Vorbereitung.

[184] *8-bit AVR Microcontroller with 8K Bytes In-System Programmable Flash, AT90S8515 Summary*, Rev. 0841GS-09/01, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (2001).

[185] *8-bit AVR Microcontroller with 8K Bytes In-System Programmable Flash, AT90S8515*, Rev. 0841G-09/01, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (2001).

[186] *8-bit AVR Microcontroller with 8K Bytes In-System Programmable Flash, AT90S8515 Rev. B Errata Sheet*, Rev. 1195E-09/01, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (2001).

[187] *8-bit AVR Microcontroller with 8K Bytes In-System Programmable Flash, AT90S8515 Rev. C Errata Sheet*, Rev. 2494A-09/01, Atmel Corporation, San Jose, California, USA (2001).

[188] *AGB Programming Manual Version 1.25*, D.C.N. AGB-06-0001-002-B7, Nintendo of America Inc., PO Box 957, Redmond, Washington, USA (2001).

[189] S. Strauch, F. Neumeyer, *FIT 3.0*, User's Guide, Technische Hochschule Darmstadt (1996), unveröffentlicht.

[190] J. H. Fregeau, Phys. Rev. **104** (1956) 225.

[191] H. L. Crannell, T. A. Griffy, Phys. Rev. B **136** (1964) 1580.

[192] F. J. Kline, H. Crannell, J. T. OBrien, J. McCarthy, R. R. Whitney, Nucl. Phys. A **209** (1973) 381.

[193] W. Reuter, G. Fricke, K. Merle, H. Miska, Phys. Rev. C **26** (1982) 806.

[194] O. Burda, Dissertation, TU Darmstadt, in Vorbereitung.

Danksagung

Diese Arbeit konnte nur durch das Zusammenwirken und die Unterstützung der verschiedensten Personen entstehen, denen ich an dieser Stelle herzliche danken möchte.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Professor Dr. Dr. h.c. mult. A. Richter, der mir die Arbeit an diesem Thema anvertraut hat. Mit großem Interesse und Unterstützung hat er den Fortgang meiner Arbeit begleitet und er hat stets an das Gelingen dieses schwierigen und umfangreichen Projekts geglaubt. Er war selbst für unkonventionelle Lösungen zu begeistern und hat es mir ermöglicht, an zahlreichen Tagungen und Konferenzen teilzunehmen. Dies alles hat mich sehr geprägt.

Herrn Priv.–Doz. Dr. P. von Neumann–Cosel bin ich für die andauernde Unterstützung bei allen Belangen meiner Arbeit sehr dankbar.

Herrn Prof. Dr. K. T. Knöpfle (Uni Heidelberg) und Herrn Dr. A. Kastenmüller (TU München) gilt großer Dank für viele wertvolle Hilfestellungen bei Problemen betreffend den Detektor und die Vorverstärkerelektronik.

Danken möchte ich auch Herrn Dr. H.–D. Gräf und Herrn Dr. G. Schrieder für ihre kompetente und geduldige Beantwortung von Fragen rund um den S-DALINAC und das 169°-Spektrometer.

Herrn Dipl.–Ing. U. Bonnes danke ich ganz besonders für seine hervorragende Arbeit an der Detektorelektronik und für sein überaus wichtiges Mitwirken an dem gesamten Projekt.

Besonderen Dank geht auch an Herrn Dipl.–Ing. H.–J. Schött (GSI Darmstadt), der mir mit Rat, Tat und Material zu jeder Zeit zur Seite stand.

Großer Dank für seinen Einsatz geht auch an meinen ukrainischen Kollegen in diesem Projekt, Dipl.–Phys. O. Burda.

Zuletzt, aber nicht als Letztes, möchte ich die Gelegenheit nutzen um allen meinen Freunden, meiner Freundin N. Eckert und besonders meinen Eltern und meiner gesamten Familie für ihren unermüdlichen Einsatz und den Glauben an mich während der letzen 32 Jahre danken.

Diese Arbeit wurde mit Mitteln des SFB 634 gefördert.

Lebenslauf

Alexander Wilhelm Lenhardt

Persönliche Daten

	geboren am 24. November 1972
	in Langen, Hessen, Deutschland
Eltern :	Klaus und Ingrid Lenhardt (geb. Reinwarth)
Familienstand :	ledig
Bekenntnis :	evangelisch
Staatsangehörigkeit :	deutsch

Schulbildung

1979 – 1983	Besuch der Karl-Nahrgang-Grundschule
	in Dreieich-Götzenhain
1983 – 1989	Besuch der Förderstufe der Weibelfeld-Gesamtschule
	in Dreieich-Sprendlingen
1989 – 1992	Besuch des Ricarda-Huch-Gymnasiums
	in Dreieich-Sprendlingen
Juni 1992	Abitur

Wehrdienst

1992 – 1993	Wehrdienst im PzGrenBtl 352 in Mellrichstadt
	und im PzArtBtl 355 in Wildflecken

Hochschulbildung

1993 – 1999	Studium der Physik an der Technischen Hochschule
	Darmstadt
Oktober 1999	Studienabschluß mit Diplom
seit November 1999	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für
	Kernphysik der Technischen Universität Darmstadt

Eidesstattliche Erklärung:

Hiermit erkläre ich an Eides statt, daß ich die vorliegende Dissertation selbständig verfaßt, keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet und bisher noch keinen Promotionsversuch unternommen habe.

Darmstadt, im November 2004

(A. W. Lenhardt)